

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Conversores CC-CC ZVS-PWM com  
Grampeamento Ativo**

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina  
para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**Cláudio Manoel da Cunha Duarte**

Florianópolis, 1997.

## Conversores CC-CC ZVS-PWM com Grampeamento Ativo

**Cláudio Manoel da Cunha Duarte**

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica, área de Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing  
Orientador

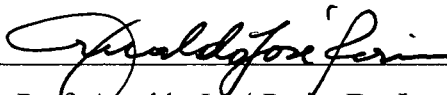


Prof. Adroaldo Raizer, Dr.  
Coordenador do Curso de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

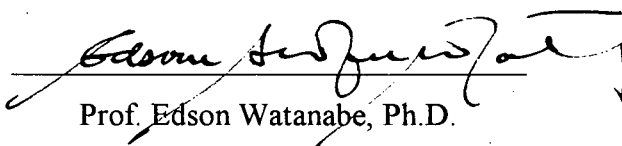
BANCA EXAMINADORA:



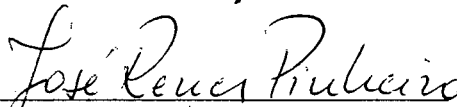
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



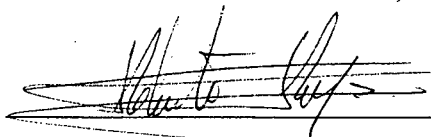
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Edson Watanabe, Ph.D.



Prof. José Renes Pinheiro, Dr.



Eng. Roberto Rojas, Ph.D.

Para os meus pais, José Volni e  
Geny, que sempre me orgulharam  
tanto.

A minha esposa e companheira Jussara.

Aos meus filhos Bruno e Bernardo.

A minha querida afilhada Marina.



## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pelos ensinamentos e pela interessada e competente orientação no decorrer do Curso de Doutorado.

Aos Professores Arnaldo José Perin, Alexandre Ferrari de Souza, Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelos ensinamentos.

Aos funcionários do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC Antônio Luiz S. Pacheco, Luiz Marcellus Coelho, Patrícia Schmitt e Eng. Adilson Monti, pelo auxílio, atenção e presteza sempre dispensadas.

A todos os meus colegas do Curso de Doutorado, do Curso de Mestrado e aos Engenheiros bolsistas do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelo apoio e companheirismo.

Aos meus colegas do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Católica de Pelotas, pelo apoio.

À Professora Teresinha dos Santos Brandão pela competente revisão deste trabalho.

À Universidade Católica de Pelotas pelo firme e constante apoio a realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Catarina e à CAPES, pelo apoio financeiro.

Aos meus queridos irmãos Marcus Vinícius, Giani e José Arcírio, pela eterna amizade que sempre nos manterá unidos.

Aos meus amigos Manoel e Olina, pela amizade e pelo constante apoio.

A minha querida Jussara, pelo amor, pelo estímulo e pelo apoio.

Aos meus queridos pais, pelo amor e pelo exemplo de dignidade e determinação que me proporcionaram.

Ao Trabalhador brasileiro, pelo financiamento desta pesquisa.

# Sumário

	Página
Simbologia	viii
Resumo	xii
<i>Abstract</i>	xiii
Capítulo 1: Geração de Topologias	
1.1. Introdução.....	1
1.2. Geração de uma Família de Conversores Buck.....	6
1.3. Células Fundamentais de Comutação ZVS-PWM com Grampeamento Ativo .....	11
1.4. Conversores CC-CC Básicos ZVS-PWM com Grampeamento Ativo .....	13
1.5. Conversores CC-CC ZVS-PWM com Grampeamento Ativo Isolados.....	15
1.6. Conclusões .....	20
Capítulo 2: Conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: Análise Teórica	
2.1. Introdução.....	22
2.2. Conversor Buck-buck.....	23
2.2.1. Análise e Descrição das Etapas de Operação.....	23
2.2.2. Característica Externa .....	28
2.3. Conversor Buck-boost.....	30
2.3.1. Análise e Descrição das Etapas de Operação.....	31
2.3.2. Característica Externa .....	35
2.4. Conversor Buck-buck-boost.....	36
2.4.1 Análise e Descrição das Etapas de Operação.....	36
2.4.2 Característica externa.....	40
2.5. Conversor Buck-cuk.....	42
2.5.1. Análise e descrição das Etapas de Operação.....	43
2.5.2. Característica Externa .....	47
2.6. Conversor Buck-sepic .....	49
2.6.1. Análise e Descrição da Etapas de Operação .....	50
2.6.2. Característica Externa .....	53
2.7. Conversor Buck-zeta .....	55
2.7.1. Análise e Descrição das Etapas de Operação.....	56
2.7.2. Característica Externa .....	60
2.8. Análise da Comutação.....	62
2.9. Conclusões .....	70
Capítulo 3: Conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: Projeto e Simulação	
3.1. Introdução.....	72

3.2. Exemplos de Projeto.....	72
3.3. Simulações .....	76
3.3.1. Conversor Buck-buck .....	76
3.3.2. Conversor Buck-boost .....	78
3.3.3. Conversor Buck-buck-boost .....	80
3.3.4. Conversor Buck-cuk .....	81
3.3.5. Conversor Buck-sepic .....	83
3.3.6. Conversor Buck-zeta.....	86
3.4. Comparação Entre os Conversores Simulados.....	88
3.5. Conclusões .....	89

#### Capítulo 4: Conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: Resultados Experimentais

4.1. Introdução.....	90
4.2. Circuito de Comando .....	91
4.3. Circuito Grampeador para o Diodo de Roda Livre .....	92
4.4. Resultados Experimentais .....	92
4.4.1. Conversor Buck-buck .....	92
4.4.2. Conversor Buck-boost .....	95
4.4.3. Conversor Buck-buck-boost .....	97
4.4.4. Conversor Buck-cuk .....	100
4.4.5. Conversor Buck-sepic .....	102
4.4.6. Conversor Buck-zeta.....	105
4.4.7. Conversor Buck PWM Convencional.....	108
4.4.8. Comparação com o Conversor Buck PWM Convencional.....	109
4.5. Conclusões .....	111

#### Capítulo 5: Conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: Análise Teórica

5.1. Introdução.....	112
5.2. Conversor Boost-buck.....	113
5.2.1. Descrição das Etapas de Operação.....	114
5.2.2. Característica Externa .....	116
5.3. Conversores Boost-boost, Boost-buck-boost e Boost-cuk.....	119
5.3.1. Descrição das Etapas de Operação.....	119
5.3.2. Característica Externa .....	123
5.3.2.1. Conversor Boost-boost.....	124
5.3.2.2. Conversor Boost-buck-boost.....	124
5.3.2.3. Conversor Boost-cuk.....	124
5.4. Conversores Boost-sepic e Boost zeta.....	125
5.4.1. Descrição das Etapas de Operação.....	126
5.4.2. Característica Externa .....	129
5.4.2.1. Conversor Boost-sepic .....	130
5.4.2.2. Conversor Boost-zeta.....	130
5.5. Análise da Comutação.....	131
5.6. Conclusões .....	131

## Capítulo 6: Conversor Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: Simulações

6.1. Introdução.....	133
6.2. Exemplos de Projeto.....	133
6.3. Simulações .....	135
6.3.1. Conversor Boost-buck .....	135
6.3.2. Conversor Boost-boost .....	137
6.3.3. Conversor Boost-buck-boost .....	140
6.3.4. Conversor Boost-cuk .....	141
6.3.5. Conversor Boost-sepic.....	144
6.3.6. Conversor Boost-zeta.....	146
6.4. Comparação Entre os Conversores Simulados.....	147
6.5. Conclusões .....	148

## Capítulo 7: Conversor Boost-buck-boost: Projeto, Simulação e Experimentação

7.1. Introdução.....	150
7.2. Especificações e Topologia .....	151
7.3. Projeto .....	151
7.3.1. Indutância Boost .....	153
7.3.2. Capacitância de Saída .....	153
7.3.3. Capacitância de Grampeamento.....	153
7.3.4. Esforços de Tensão e Corrente nos Interruptores.....	154
7.3.4.1. Interruptor $S_1$ .....	154
7.3.4.2. Interruptor $S_2$ .....	154
7.3.4.3. Diodo $D_b$ .....	154
7.3.5. Simulações .....	155
7.3.6. Dimensionamento Físico dos Indutores.....	158
7.3.6.1. Indutor do Filtro de Entrada .....	158
7.3.6.2. Indutor Ressonante.....	159
7.3.7. Seleção dos Semicondutores de Potência .....	161
7.3.7.1. Interruptores Comandáveis.....	161
7.3.7.2. Diodo Boost.....	161
7.3.8. Cálculo dos Dissipadores .....	161
7.3.9. Filtro de Saída .....	163
7.3.10. Capacitor Ressonante .....	163
7.3.11. Circuito Grampeador.....	164
7.3.12. Circuito de Comando .....	164
7.3.13. Cálculo Teórico do Rendimento .....	166
7.4. Resultados Experimentais.....	167
7.5. Conclusões.....	171

## Capítulo 8: Estágio Retificador com Alto Fator de Potência Utilizando o Conversor Boost-buck-boost: Análise, Projeto e Experimentação

8.1. Introdução.....	173
8.2. Correção de Fator de Potência por Valores Médios de Corrente .....	175

8.2.1. Características de um Conversor Boost de Alto Fator de Potência em Condução Contínua com Controle por Corrente Média .....	175
8.2.2. Análise do Conversor Boost-buck-boost com Alto Fator de Potência com Controle por Corrente Média .....	176
8.2.3. Metodologia de Projeto .....	178
8.2.3.1. Determinação dos Parâmetros Ressonantes ( $L_r$ e $C_r$ ) .....	178
8.2.3.2. Cálculo da Indutância Boost .....	179
8.2.3.3. Cálculo da Capacitância de Saída .....	181
8.2.3.4. Cálculo da Capacitância de Grampeamento .....	182
8.2.3.5. Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores .....	182
8.2.3.6. Seleção dos Componentes Externos ao CI3854 .....	185
8.3. Exemplo de Projeto .....	189
8.3.1. Especificações .....	190
8.3.2. Determinação dos Elementos Ressonantes .....	190
8.3.3. Cálculo da Indutância Boost ( $L_r$ ) .....	190
8.3.4. Cálculo da Capacitância de Saída ( $C_o$ ) .....	191
8.3.5. Cálculo da Capacitância de Grampeamento ( $C_g$ ) .....	191
8.3.6. Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores de Potência .....	191
8.3.7. Circuito de Grampeamento para $D_b$ .....	192
8.3.8. Elementos Externos ao CI3854 .....	192
8.4. Simulações .....	194
8.5. Dimensionamento Físico dos Componentes do Estágio de Potência .....	202
8.5.1. Indutor de Entrada $L_f$ .....	202
8.5.2. Indutor Ressonante $L_r$ .....	202
8.5.3. Seleção dos Semicondutores de Potência .....	203
8.5.4. Cálculo dos Dissipadores para $S_1$ , $S_2$ e $D_b$ .....	204
8.5.5. Filtro de Saída .....	205
8.5.6. Capacitor de Grampeamento .....	205
8.5.7. Capacitor Adicional de Ressonância .....	205
8.5.8. Ponte Retificadora de Entrada .....	205
8.5.9. Fonte Auxiliar .....	205
8.5.10. Proteção de Inrush .....	208
8.5.11. Circuito Completo do Conversor .....	208
8.6. Resultados Experimentais .....	209
8.7. Conclusões .....	212
Capítulo 9: Conclusões Gerais .....	214
Referências Bibliográficas .....	217

# Simbologia

## 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
$\beta$	Relação entre a tensão sobre $C_c$ e $V_s$ para conversores Buck e entre $C_c$ e $V_o$ para conversores Boost	
$\delta$	Intervalo de tempo gasto para que $V_{cr}(t)$ caia a zero durante o bloqueio de $S_1$	
$\delta_1$	Intervalo angular (período de rede) até o ponto em que $S_1$ entra em condução ZVS	rad
$\Delta t_1$	Intervalo de tempo igual a $t_1-t_2$	s
$\Delta I_n(\theta)$	Função matemática da ondulação da corrente de entrada normalizada	
$\Delta I_s$	Ondulação da corrente de entrada (ripple)	A
$\Delta V_o$	Ondulação da tensão de saída (CC)	V
$\theta_1$	Ângulo mínimo (período de rede) até o ponto em que $S_1$ entra em condução ZVS	rad
$\theta$	Deslocamento angular genérico no período da rede	rad
$\omega_n$	Frequência angular de ressonância do circuito formado por $L_r$ e $C_r$	rad/s
$\omega$	Frequência angular da rede	rad/s
$\pi$	3,141592654	
$\tau$	Constante de tempo	$s^{-1}$
$\eta$	Rendimento	
$A_c$	Área da seção transversal da perna central do núcleo	$cm^2$
$A_w$	Área da janela do núcleo	$cm^2$
$B_{M\acute{a}x}$	Densidade máxima de fluxo magnético no núcleo	Tesla
$BV_{DS}$	Tensão máxima admissível entre dreno e fonte (MOSFET)	V
$C_{oss}$	Capacitância entre dreno e fonte (MOSFET)	pF
$\cos$	Função trigonométrica co-seno	
$D$	Razão cíclica	
$D_{ef}$	Razão cíclica efetiva	
$d(\theta)$	Função matemática da razão cíclica (CA)	
$f_s$	Frequência de chaveamento	Hz
$f$	Relação entre a frequência de chaveamento e a frequência de ressonância	
$E$	Energia	J
$I(t)$	Função matemática da corrente elétrica no tempo	A
$I_o$	Corrente média na carga, em corrente contínua	A
$I_{ef}$	Valor eficaz da corrente alternada	A
$I_{méd}$	Valor médio da corrente alternada	A
$I_{pk}$	Valor de pico da corrente	A
$I_{D(on)}$	Máxima corrente média admissível no dreno (MOSFET)	A
$J_{M\acute{a}x}$	Densidade máxima de corrente	$A/cm^2$

$K_w$	Fator de espaçamento do enrolamento	
$L_r$	Indutância ressonante	H
$L_n$	Indutância ressonante normalizada ou corrente de carga normalizada	
$l_t$	Comprimento médio de uma espira	cm
$l_g$	Entreferro	cm
$L_n(\theta)$	Função matemática da indutância ressonante normalizada (CA)	
$L_{nl}$	Valor máximo de $L_n(\theta)$	
$N$	Número de espiras	
$P$	Potência média em corrente contínua; Potência eficaz em corrente alternada	W
$P_{Rc}$	Perdas de potência no circuito grampeador	W
$P_{núcleo}$	Perdas de potência no núcleo	W
$P_{cu}$	Perdas de potência no cobre	W
$q$	Ganho estático de tensão	
$q_l$	Relação entre a tensão de pico da rede e a tensão da carga	
$R$	Resistência elétrica	$\Omega$
$R_{térmica}$	Resistência térmica	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{da}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{jc}$	Resistência térmica entre junção e cápsula	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{cd}$	Resistência térmica entre cápsula e dissipador	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta JC}$	Resistência térmica entre junção e cápsula	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{DS(on)}$	Resistência em condução (MOSFET)	$\Omega$
$S_{cu}$	Área do cobre	$\text{cm}^2$
$\text{sen}$	Função trigonométrica seno	
$t$	Tempo	s
$t_d$	Tempo morto	s
$T_s$	Período de chaveamento	s
$T_a$	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
$T_c$	Temperatura da cápsula	$^{\circ}\text{C}$
$T_d$	Temperatura do dissipador	$^{\circ}\text{C}$
$T_j$	Temperatura na junção	$^{\circ}\text{C}$
$V_s$	Tensão de alimentação	V
$V_F$	Queda de tensão em condução (diodos)	V
$V_{GD}$	Tensão máxima admissível entre porta e dreno (MOSFET)	V
$V_s(\theta)$	Função matemática da tensão de alimentação	V
$V_{Cr}(t)$	Função matemática da tensão sobre $C_r$ no tempo	V
$V_{Cr1}$	Valor instantâneo da tensão sobre $C_r$ no tempo $t=t_1$	V
$V_o$	Tensão média sobre a carga, em corrente contínua	V
$V_c$	Tensão média sobre $C_c$	V

$V_g$	Tensão de comando ou gatilho	V
$V_{AB}$	Tensão média entre os pontos A e B	V
$V_s$	Tensão média sobre S	V
$V_{Spk}$	Tensão máxima sobre o interruptor S	V
Vol	Volume do núcleo	cm <sup>3</sup>
$Z_0$	Impedância característica do circuito formado por $L_r$ e $C_r$	$\Omega$

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
M	MOSFET
R	Resistor
S	Interruptor Comandável
V	Fonte de tensão

3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
CA	Corrente alternada
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CI	Circuito integrado
CC	Corrente contínua
FRED	<i>Fast Recovery Epitaxial Diode</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
TDH	Taxa de distorção harmônica de um sinal periódico
UCPel	Universidade Católica de Pelotas
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZVS	<i>Zero voltage switching</i>
ZCS	<i>Zero current switching</i>

4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI  
(Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo	Nome da Unidade
$\Omega$	ohm



A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
kg	quilograma
kW.h	quilowatt-hora
m	metro
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	volt
W	watt

**5. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas fora do SI, usados pela prática**

Símbolo	Nome da Unidade
°	grau trigonométrico

## Resumo

Este trabalho apresenta uma nova técnica de geração de topologias de conversores CC-CC. Através dela, são geradas seis famílias completas de conversores que operam com comando assimétrico, grampeamento ativo de tensão, comutação suave nos interruptores comandáveis (ZVS) e modulação por largura de pulso (PWM) à frequência constante.

O principal objetivo dessa técnica é a integração dos conversores que operam sob o mesmo princípio teórico para que, através de uma forma compreensível, possam ser geradas novas topologias que sejam adequadas à operação em altas frequências. Todos os conversores têm a vantagem de apresentarem comutação suave (ZVS) com baixos esforços adicionais de tensão nos interruptores devido à ação de grampeamento.

Além da operação com frequência constante e, com reduzidas perdas por comutação, os conversores apresentam uma característica externa similar aos conversores PWM convencionais com comutação dissipativa, o que significa que não existe energia reativa circulante suficiente para causar grandes perdas por condução.

O princípio de operação, a análise teórica e os resultados de simulações, para todos os conversores Buck e Boost, são apresentados, ao passo que os resultados experimentais são apresentados para os seis conversores Buck e para um dos conversores Boost gerados. Como exemplo de aplicação, são apresentados o projeto e os resultados experimentais de um protótipo de um conversor Boost operando como retificador de alto Fator de Potência e baixo valor da Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada.

## *Abstract*

This work presents a new technique to generate six complete families of two-switch pulse-width-modulated with active clamping DC-to-DC converters, featuring soft switching of the semiconductors at zero-voltage (ZVS).

The main purpose of this technique is to integrate these converters under the same theoretical principle to derive the topologies in a comprehensive form and to generate new circuits suitable for high frequency operation. All the converters have the advantage of soft commutation (ZVS) with minimum switch voltage stress due to the clamping action.

Besides operating at constant frequency and with reduced commutation losses, these converters have output characteristics similar to the PWM hard-switching counterpart, which means that there is not enough circulating reactive energy that can cause large conduction losses.

Principle of operation, theoretical analysis and simulation results of all Buck and Boost converters are provided in the work, while the experimental results are provided to the six Buck converters and to one of the Boost converters. As an example one prototype of a Boost converter, in a high power factor rectifier application, was designed and tested in laboratory.

# CAPÍTULO I

## GERAÇÃO DE TOPOLOGIAS

### 1.1 - Introdução

A crescente necessidade da miniaturização dos equipamentos utilizados em algumas áreas como processamento de dados e telecomunicações, e a crescente ampliação no campo de utilização dos conversores estáticos, resultaram em um grande esforço de pesquisa tanto na área de desenvolvimento de componentes, quanto na obtenção de novas topologias, mais adequadas à operação em altas frequências (acima de 30kHz).

Altas frequências de comutação permitem a redução do tamanho do transformador de potência e da energia armazenada nos componentes reativos utilizados nos conversores, resultando em alta densidade de potência nos equipamentos. Atualmente, a maior parte dos conversores CC-CC utilizam a técnica de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). Essa técnica tem sido largamente utilizada pela sua simplicidade, alta eficiência de conversão e características de controle simples. Além disso, vários circuitos de controle já são disponíveis para facilitar o desempenho e otimizar custos.

Geralmente, o efeito dos componentes parasitas, tais como capacitâncias de junção de semicondutores, indutâncias de dispersão de transformadores e recuperação reversa de diodos, estão entre os maiores fatores que limitam a operação dos conversores PWM convencionais (com comutação dissipativa) em altas frequências. Esses componentes introduzem altas perdas de comutação, esforços adicionais nos interruptores, oscilações indesejáveis e, portanto, limitam a máxima frequência de operação dos atuais conversores PWM à faixa de poucas centenas de kHz (de 100 a 200kHz). Para operar os conversores em altas frequências de comutação e,

eventualmente, obter-se altas densidades de potência, é necessário eliminar ou, pelo menos, reduzir o efeito dos componentes parasitas.

Uma variedade de circuitos de ajuda à comutação (*snubbers*) [1] tem sido proposta para suprimir as oscilações e reduzir os esforços de tensão nos interruptores. Os *snubbers* RC e RCD são simples, mas resultam em dissipação da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador, dos conversores PWM isolados. Os *snubbers* LC ou regenerativos [2] são utilizados para devolver à fonte ou enviar para a carga essa energia. A desvantagem do *snubber* LC é sua relativa complexidade. Além disso, os componentes do *snubber* introduzem novas reatâncias parasitas que podem resultar em oscilações parasitas adicionais.

Diferentes técnicas de conversão de potência têm sido propostas para amenizar o efeito negativo das reatâncias parasitas e melhorar as condições de comutação dos dispositivos semicondutores [3,4,5]. Cada uma dessas técnicas reduz as perdas na comutação por fazer o dispositivo comutar sob corrente ou tensão nula (ZCS - *Zero-Current Switching*, ZVS - *Zero-Voltage Switching*). As diversas topologias resultantes dessas técnicas são chamadas, de uma forma geral, de "**Conversores Ressonantes**", porque a maioria delas requer algum tipo de ressonância LC.

A característica comum das técnicas ressonantes é a existência de um circuito ressonante, que é utilizado para dar um formato sinusoidal às formas de onda das correntes e tensões nos interruptores, para que se obtenha um bloqueio com corrente nula, e uma entrada em condução com tensão nula. Isso pode ser realizado ao longo do período de funcionamento, ou somente em pequenos intervalos de tempo durante as comutações. Os conversores ressonantes, propriamente ditos, são aqueles que empregam a ressonância também durante a etapa de transferência de energia para a carga, e são sempre topologias do tipo ponte [6]. Os conversores Série Ressonante (SRC) [7,8,9,10,11], Paralelo Ressonante (PRC) [12,13] e Multi-Elementos Ressonantes [14,15] formam este grupo. Em um conversor Série Ressonante, a carga é conectada em série com um circuito ressonante, ao passo que no conversor Paralelo Ressonante, a carga é colocada em paralelo com o capacitor ressonante. Geralmente, quando a frequência de comutação está abaixo da frequência de ressonância, os interruptores são bloqueados com corrente nula (ZCS), eliminando-se, assim, as perdas no bloqueio. Quando os conversores Série e Paralelo Ressonantes estão operando com frequência de comutação acima da frequência de ressonância, os interruptores entram em condução com tensão nula (ZVS). Devido à contínua ressonância do circuito LC, circula nos conversores Série e Paralelo Ressonantes uma

considerável quantidade de energia, comparada com a quantidade de energia transferida para a carga. Isso além de resultar em acréscimo dos esforços de tensão e corrente nos interruptores, e, conseqüentemente, das perdas em condução, exige uma estratégia de controle mais robusta. Os conversores Ressonantes Multi-elementos são obtidos a partir dos conversores Série e Paralelo Ressonantes pela utilização de mais de dois elementos no circuito ressonante. Esses conversores são capazes de absorver elementos parasitas em um grau mais alto. Muito freqüentemente, a freqüência variável é considerada uma significativa desvantagem dos conversores ressonantes e, para superar esta desvantagem, foram introduzidos os conversores ressonantes operando à freqüência constante [16,17,18,19,20,21,22,23,24].

À medida que os conversores passam a utilizar menos a ressonância, durante as etapas de transferência de energia para a carga, eles vão assumindo uma característica mais próxima dos conversores PWM convencionais. Dentro dessa categoria, encontram-se os conversores Quase-Ressonantes [25,26,27,28,29,30,31], que podem apresentar tanto comutação ZVS quanto ZCS. Esses conversores foram originados a partir do conceito de célula de comutação ressonante e foram originalmente concebidos para operarem à freqüência variável. Geralmente, para qualquer topologia PWM convencional, é possível obter-se uma topologia Quase-ressonante correspondente, substituindo-se o interruptor PWM (composto por um interruptor controlado e um não-controlado) pelo interruptor ressonante, que consiste em um interruptor controlado, um não-controlado e um circuito LC. Estudos posteriores levaram ao desenvolvimento de novas estratégias, que possibilitaram a operação à freqüência constante [32,33,34]. Os conversores Quase-Ressonantes ZVS apresentam normalmente altos esforços de tensão nos interruptores, ao passo que os conversores ZCS apresentam altos esforços de corrente.

Outra família, também originada a partir do conceito de célula ressonante de comutação, foi a dos Conversores Multi-Ressonantes ZVS [35,36,37,38,39], que absorvem uma quantidade maior de reatâncias parasitas dos circuitos de potência dos conversores. Esses conversores apresentam uma característica ainda mais próxima dos conversores ressonantes convencionais do que os conversores Quase-Ressonantes, o que resulta em altos esforços de tensão nos interruptores. Esses circuitos também foram originalmente concebidos para operarem à freqüência variável. Da mesma forma que nos conversores Quase-Ressonantes, a busca da operação à freqüência constante levou ao acréscimo de mais um interruptor comandado, o que possibilitou a esses conversores a operação à freqüência constante [40,41].

A partir dos conversores PWM convencionais, também foi originada a família de conversores Semi-Ressonantes [42,43,44,45,46,47,48,49,50]. Esses conversores também são gerados a partir de células fundamentais de comutação e podem apresentar comutação ZVS ou ZCS no interruptor principal. Os conversores Semi-Ressonantes necessitam menos elementos passivos que os seus equivalentes Quase-Ressonantes e são particularmente adequados para aplicações em baixas potências e frequências na faixa de Megahertz. Originalmente, esses conversores também foram gerados para operar à frequência variável, porém, posteriormente, foi possível a operação à frequência constante [51].

Geralmente, a maior desvantagem dos conversores que empregam ressonância é o acréscimo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, quando comparados com as topologias PWM convencionais. Além disso, na maioria dos conversores que se utilizam do mecanismo de comutação ZVS, há a necessidade do emprego de um indutor ressonante, com uma indutância relativamente grande, para criar as condições para que este tipo de comutação ocorra, o que resulta em uma grande quantidade de energia circulante. Há, portanto, um compromisso entre a obtenção da comutação não-dissipativa e o acréscimo nas perdas em condução. Isso pode acarretar menor eficiência e/ou maior tamanho de um conversor do tipo ressonante, operando em alta frequência, quando comparado com um conversor PWM convencional, operando a frequências menores. O que é especialmente verdadeiro em aplicações que exigem amplas faixas de carga e de tensões de entrada.

Para superar as deficiências dos conversores do tipo ressonantes, tais como o acréscimo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, um grande número de técnicas que habilitam os conversores PWM a operarem com comutação ZVS, têm sido propostas. Nesses conversores, chamados de Conversores PWM com Comutação Não-Dissipativa, que apresentam formas de onda de tensão e corrente nos interruptores mais próximas às dos conversores PWM convencionais, a entrada em condução dos interruptores com tensão nula é obtida sem um acréscimo significativo das perdas em condução. Isso faz com que esses conversores apresentem-se como uma boa alternativa para a operação em altas frequências e com alto rendimento. Além disso, grande parte do conhecimento utilizado para o projeto e otimização do controle e do estágio de potência dos conversores convencionais pode ser frequentemente estendido a essa classe de conversores.

O número de técnicas desenvolvidas para obtenção de comutação suave e que se enquadra no grupo dos conversores com comutação não-dissipativa é bastante grande e apresenta

uma diversidade enorme de soluções. Em função disso, serão descritas a seguir somente as soluções que apresentam comutação ZVS com grampeamento ativo.

Talvez o mais notável membro dessa família de conversores, seja o conversor Full-Bridge ZVS-PWM [52,53,54,55,56,57]. Neste circuito, o fluxo de potência para a carga é controlado pelo deslocamento de fase (*phase shifted control*). A comutação ZVS é obtida graças à interação entre as capacitâncias dos braços e o indutor ressonante, geralmente a própria indutância de dispersão do transformador de potência para potências menores que 500W. Como os esforços de tensão nos interruptores são limitados à tensão de entrada, a implementação com indutor com núcleo saturável não tem qualquer efeito nos esforços de tensão. Entretanto, essa solução melhora consideravelmente a faixa de carga e de tensão de entrada com comutação ZVS e aumenta a razão cíclica efetiva do conversor [55,56]. Uma outra implementação para ampliar a faixa de carga com comutação ZVS também é possível através da inclusão de indutores auxiliares que mantêm a energia necessária ao mecanismo de comutação ZVS, até mesmo a vazio [56].

A técnica de comando assimétrico [58] também possibilita a operação do conversor PWM convencional em ponte completa ou meia ponte, com comutação não-dissipativa, ZVS, nos interruptores comandáveis e com baixas perdas em condução. Essa técnica consiste no comando complementar dos interruptores de cada braço da ponte. Ou, no caso de meia ponte, no comando complementar de cada interruptor. Assim, se um interruptor operar com uma razão cíclica de 60%, o outro deverá operar com uma razão cíclica de 40%, havendo, porém, a necessidade de um pequeno intervalo de tempo morto para que a comutação ZVS possa ocorrer. A transferência de energia para a carga é controlada à frequência constante e a faixa de carga com comutação ZVS irá depender da indutância de ressonância. Como se pode observar, para que a faixa de carga seja ampla, sem que se aumente a perda de razão cíclica efetiva, deve-se lançar mão de algum circuito auxiliar [59].

Tanto o conversor Full Bridge ZVS (*phase shifted control*), quanto os conversores em ponte com comando assimétrico apresentam comutação ZVS sem esforços adicionais de tensão nos interruptores comandáveis. Essa característica se opõe àquela dos conversores Ressonantes, Quase-Ressonantes e Multi-Ressonantes com comutação ZVS, que apresentam altos esforços de tensão nos interruptores. Essa técnica de comando tem se mostrado muito interessante, e uma questão que vem frequentemente à tona, é se existem outras topologias em que o comando assimétrico possa ser utilizado, juntamente com o grampeamento das tensões nos



interruptores comandáveis, de forma que a comutação ZVS possa ser obtida sem esforços adicionais de tensão.

Para tentar elucidar essa questão e trazer à tona novas topologias que atendam às exigências da operação em altas frequências, está sendo proposto este trabalho o qual tem como objetivo principal, estabelecer um princípio geral de formação para os conversores que operam com comando complementar, grampeamento ativo de tensão, comutação não-dissipativa (ZVS) nos interruptores comandáveis e modulação à frequência constante. Como esses conversores apresentam o mesmo princípio básico de operação, pretende-se, através do conceito de célula fundamental de comutação, relacionar as topologias já existentes e proceder à busca de novos conversores. Espera-se com isso que venham à tona novas topologias adequadas à operação em altas frequências.

## 1.2 - Geração de uma Família de Conversores Buck

Para que o trabalho de desenvolvimento de novas topologias e o estudo do princípio escolhido possam ser realizados de forma sistematizada, a busca da generalização torna-se uma tarefa necessária. Assim, passa a ser discutido a seguir o processo de generalização do princípio de comando assimétrico com comutação ZVS, modulação PWM e grampeamento ativo de tensão.

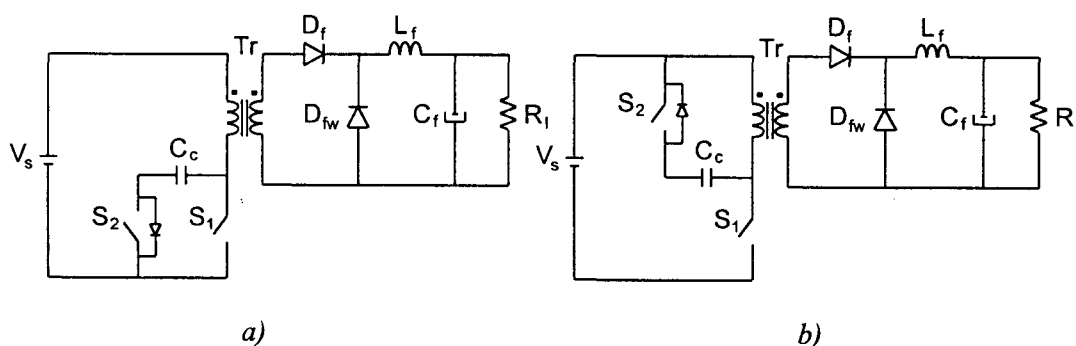


Fig. 1.1 - a) Conversor Forward com circuito ativo de desmagnetização do transformador; b) conversor Forward com circuito ativo de desmagnetização do transformador.

Na Figura 1.1 são mostrados os circuitos do conversor Forward com mecanismos de desmagnetização do transformador [60] formados por um circuito ativo. O funcionamento dessa técnica consiste no comando complementar dos interruptores ativos e na manutenção de uma tensão constante no capacitor  $C_c$ . Além de cumprir a função de desmagnetizar o transformador, essa técnica também possibilita um grampeamento na tensão reversa do interruptor principal ( $S_1$ ) e uma ampliação na razão cíclica do conversor para valores acima de 0,5.

Embora o aspecto da comutação não tenha sido abordado a princípio, vale ressaltar que o interruptor auxiliar  $S_2$  entra em condução sob tensão nula, ou seja, é habilitado a conduzir enquanto o seu diodo em anti-paralelo está conduzindo, o que caracteriza o mecanismo de comutação ZVS. Já o interruptor principal  $S_1$  comuta de forma dissipativa tanto no bloqueio quanto na entrada em condução.

O mesmo mecanismo para desmagnetizar o transformador, mostrado na Figura 1.1.a, foi utilizado [61], com algumas alterações, para a obtenção da comutação ZVS também no interruptor principal do conversor Forward. O circuito resultante é mostrado na Figura 1.2.

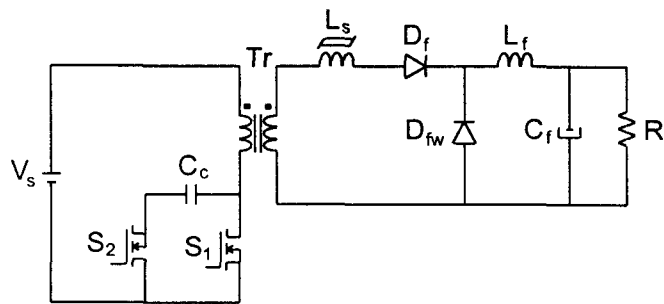


Fig. 1.2 - Conversor Forward com comutação ZVS e grampeamento ativo.

O bloqueio dos interruptores comandáveis ocorre com tensão nula, em função da presença das capacitâncias entre dreno e fonte (*drain* e *source*), já que, nesse caso, foram utilizados MOSFETs. O interruptor auxiliar  $S_2$  entra em condução sob tensão nula em função do próprio mecanismo de desmagnetização do transformador. Já o interruptor principal  $S_1$  tende a entrar em condução de forma dissipativa, pois o diodo forward ( $D_f$ ) entra em condução quando a tensão nos enrolamentos do primário cai a zero, e isso ocorre quando a tensão em  $S_1$  atinge o valor da tensão da fonte de alimentação. Assim, o diodo forward drena para o filtro de saída toda a energia necessária ao mecanismo de comutação ZVS armazenada na indutância de magnetização do transformador. Dessa forma, torna-se necessária a utilização do indutor com núcleo saturável em série com o diodo  $D_f$ , para que haja um atraso na sua entrada em condução, e a comutação ZVS em  $S_1$  possa ser obtida. Portanto, a comutação ZVS é obtida em ambos os interruptores comandáveis.

O mesmo circuito ativo mostrado na Figura 1.1.a foi utilizado como circuito grampeador para conversores CC-CC [62]. Nesse caso, o circuito é adicionado sempre em paralelo com os interruptores comandáveis e não-controlados, servindo, portanto, como um circuito auxiliar de ajuda à comutação que provê uma ação de grampeamento. Na Figura 1.3, pode-se visualizar essa aplicação em um conversor Buck. Além dos circuitos formados por  $S_2$ ,

$C_{c1}$  e  $S_3$ ,  $C_{c2}$ , também é adicionada ao conversor Buck uma indutância de comutação  $L_r$ , a qual tem a função de armazenar a energia necessária ao mecanismo de comutação ZVS.

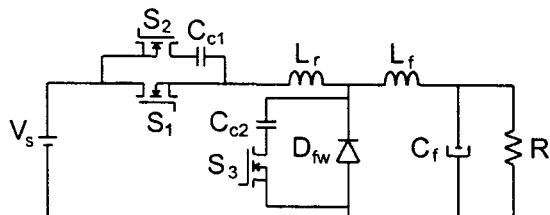


Fig. 1.3 - Conversor Buck com circuito ativo de ajuda à comutação.

O segundo mecanismo de desmagnetização para o transformador do conversor Forward, mostrado na Figura 1.1.b, foi utilizado em um conversor Flyback [63], conforme pode ser visto na Figura 1.4. Nesse caso, a comutação não-dissipativa (ZVS) é obtida com mais facilidade do que no conversor Forward em virtude de não haver perda de energia de comutação. A indutância  $L_r$  representa a indutância de dispersão do transformador que pode ser acrescida, através da inclusão de um indutor auxiliar externo em série, quando se deseja um acréscimo na faixa de carga.

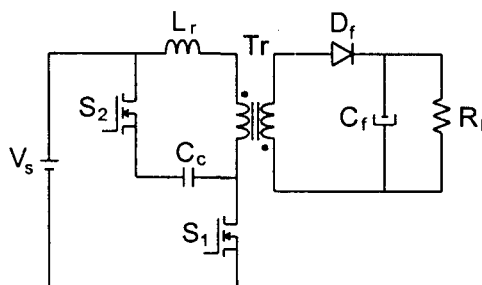


Fig. 1.4 - Conversor Flyback com grampeamento ativo.

Quando comparados os mecanismos de comutação ZVS com o grampeamento ativo de tensão desses conversores, pode-se constatar que eles operam seguindo princípios semelhantes e, provavelmente, tenham sido originados das mesmas células básicas de comutação. Assim, com o objetivo de se estabelecer um princípio geral de formação para esses conversores, já que todos apresentam mecanismos semelhantes de comutação e grampeamento, será utilizado o conceito de célula básica de comutação.

Tomando como origem os conversores Forward mostrados na Figura 1.1 e substituindo o filtro de saída e a carga por uma fonte de corrente, pode-se facilmente encontrar os conversores Buck mostrados na Figura 1.5.b e 1.5.e e, a partir desses, as células de comutação mostradas na Figura 1.5.c e 1.5.f. A adição da indutância  $L_r$  de auxílio à comutação torna-se

necessária em função de o conversor Buck não apresentar transformador. A capacitância  $C_r$ , normalmente pode ser a própria capacitância intrínseca do interruptor.

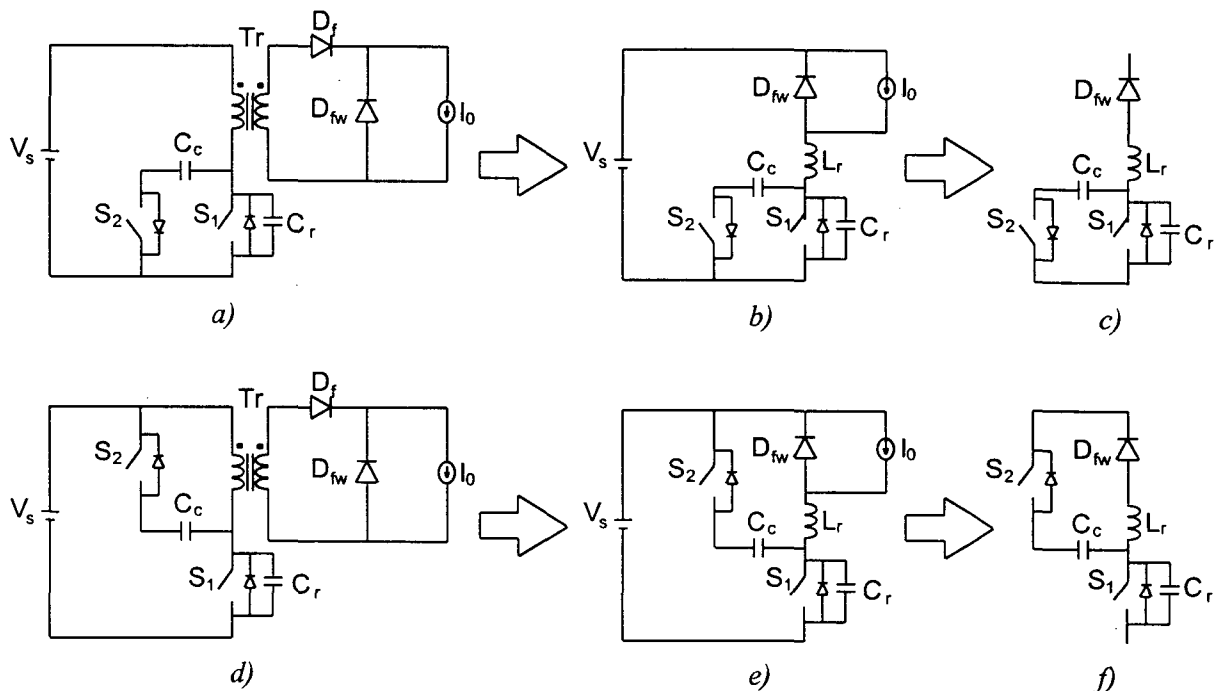


Fig. 1.5 - a) Conversor Forward ZVS-PWM com Grampeamento Ativo 1; - b) Conversor Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo 1; - c) Célula de comutação ZVS-PWM 1; - d) Conversor Forward ZVS-PWM com Grampeamento Ativo 2; - e) Conversor Buck ZVS-PWM 2; - f) Célula de Comutação ZVS-PWM.

Analisando-se os conversores Buck mostrados na Figura 1.5, pode-se constatar que ambos operam com os interruptores comandados da mesma forma, ou seja, de maneira complementar e com um pequeno intervalo de tempo morto. Essa operação possibilita a comutação ZVS e o grampeamento da tensão nos interruptores comandados. Pode-se observar também que há uma diferença na tensão de grampeamento, de forma que no conversor Buck (Figura 1.5.b) o interruptor principal  $S_1$  fica submetido a uma tensão igual à tensão do capacitor de grampeamento, ao passo que no conversor Buck (Figura 1.5.e) a tensão de grampeamento é igual à tensão do capacitor mais a tensão da fonte  $V_s$ . Isso faz com que haja uma diferença na tensão de grampeamento ou na tensão do capacitor de grampeamento, ou em ambas. Assim, fica constatado que basicamente a diferença entre esses conversores está na forma como é realizado o grampeamento.

Já que a origem da diferença entre os conversores Buck (Figura 1.5) está no tipo de grampeamento, torna-se necessária então, a identificação das diferenças entre estes mecanismos

de grampeamento. Então, se esses conversores forem desenhados de forma que a capacitância de grampeamento seja colocada em evidência, obtém-se os circuitos mostrados na Figura 1.6.

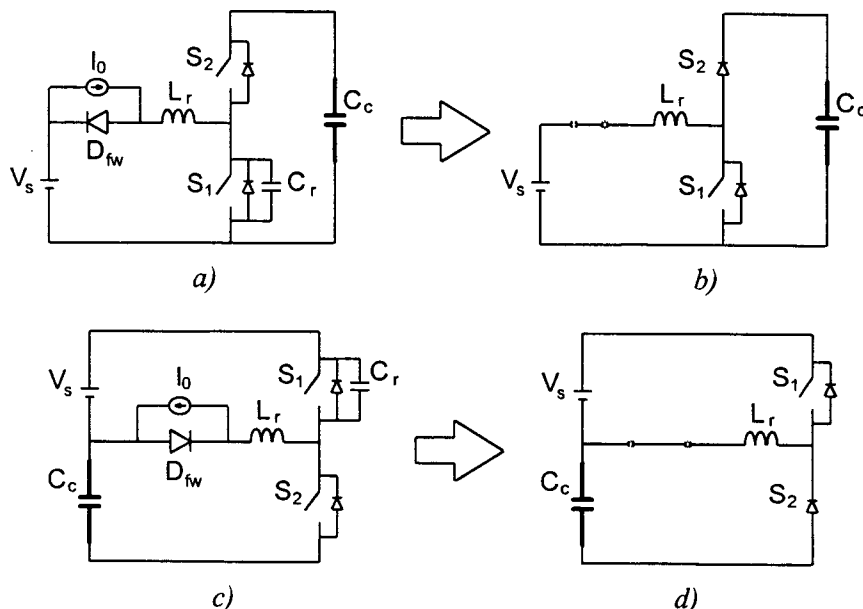


Fig 1.6 - a) Conversor Buck-boost; - b) circuito de grampeamento boost; - c) conversor Buck-buck-boost; - d) circuito de grampeamento buck-boost.

Se, nos circuitos dos conversores Buck (Figura 1.6 itens a e c) o diodo  $D_{fw}$  for curto-circuitado, o indutor de filtro  $L_r$  e o capacitor ressonante  $C_r$  forem colocados em aberto e o capacitor de grampeamento  $C_c$  for considerado como carga, pode-se verificar que os conversores resultantes tomam respectivamente a forma de um conversor Boost e um Buck-boost. Essas considerações podem ser feitas porque sempre haverá caminho para a corrente através de  $L_r$ , seja através de  $D_{fw}$ , seja através de  $L_r$ . Pode-se dizer, então, que a transferência de energia da fonte para o capacitor de grampeamento se dá através de um conversor Boost ou Buck-boost.

Assim, o conversor Buck mostrado na Figura 1.6.a apresenta uma ação de grampeamento do tipo boost (Buck-boost) e o conversor Buck mostrado na Figura 1.6.c uma ação de grampeamento do tipo buck-boost (Buck-buck-boost). Seguindo-se, portanto, esse mesmo raciocínio, é de se esperar que existam pelo menos mais quatro conversores Buck ZVS-PWM que difiram apenas no tipo de ação de grampeamento, ou seja, o conversor Buck com ação de grampeamento do tipo buck (Buck-buck), o conversor Buck com ação de grampeamento do tipo cuk (Buck-cuk) e os conversores Buck com ação de grampeamento do tipo sepic (Buck-sepic) e zeta (Buck-zeta).

Mantendo-se, assim, o princípio de transferência de potência rigorosamente constante (tipo buck) e variando-se apenas o mecanismo de grampeamento, pode-se obter os conversores

Buck ZVS-PWM com grameamento ativo e comando assimétrico mostrados na Figura 1.7. Os conversores mostrados na Figura 1.7 apresentam respectivamente: Figura 1.7.a, ação de grameamento do tipo buck; Figura 1.7.b., ação de grameamento do tipo boost; Figura 1.7.c, ação de grameamento do tipo buck-boost; Figura 1.7.d, ação de grameamento do tipo cuk; Figura 1.7.e, ação de grameamento do tipo sepic; Figura 1.7.f, ação de grameamento do tipo zeta.

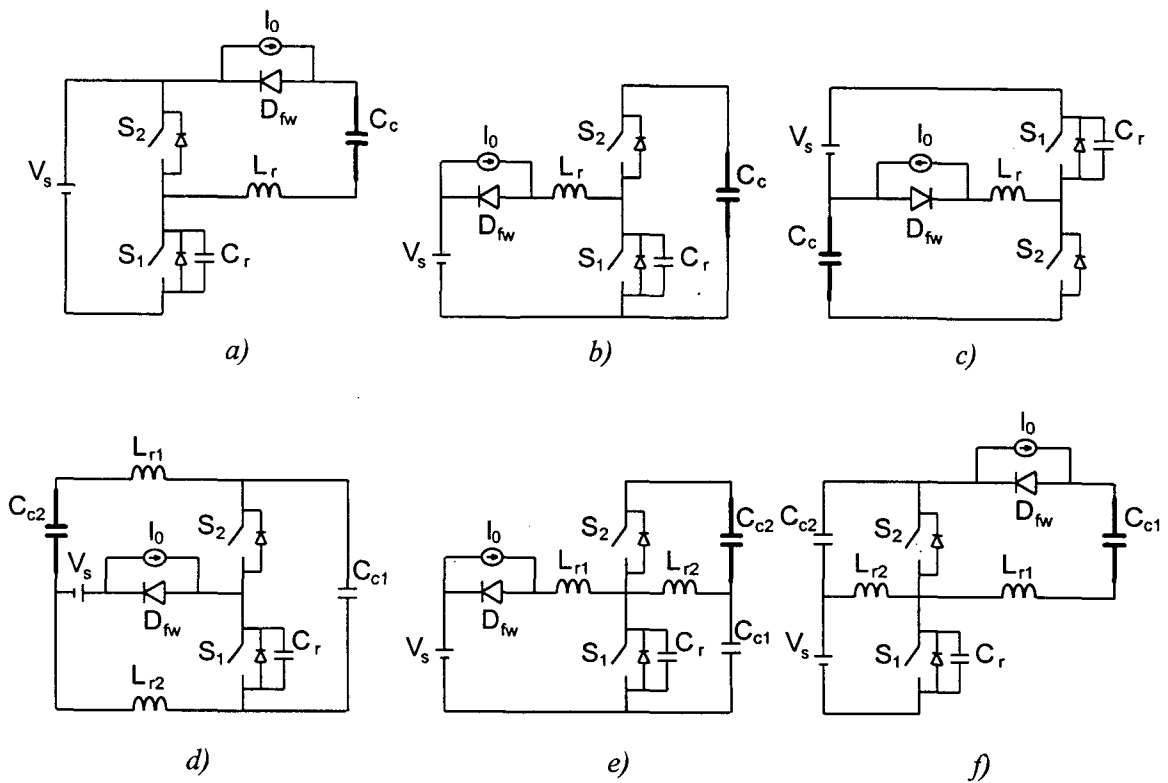


Fig. 1.7 - Conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Buck-buck; - b) Buck-boost; - c) Buck-buck-boost; - d) Buck-cuk; - e) Buck-sepic; - f) Buck-zeta.

Como foram gerados seis conversores Buck com diferentes ações de grameamento, é de se esperar, portanto, que existam também outros seis conversores Boost, Buck-boost, Cuk, Sepic e Zeta. Para a determinação das topologias desses conversores, será utilizado o conceito de célula fundamental de comutação.

### 1.3. Células Fundamentais de Comutação ZVS-PWM com Grampeamento Ativo

Os conversores mostrados na Figura 1.7 podem ainda ser desenhados de uma outra forma, com o objetivo de evidenciar melhor as células de comutação. Na Figura 1.8 podem ser vistos, os conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo com suas respectivas células

fundamentais de comutação evidenciadas. Na Figura 1.9, as células de comutação são mostradas de forma isolada.

Tal qual a célula mais fundamental de comutação que gera os seis conversores básicos PWM convencionais, essas células também exprimem a comutação de um interruptor ativo  $S_1$  para um interruptor passivo  $D_{fw}$ , (e vice-versa). Se, dessas células, forem retirados os elementos necessários a garantir o princípio de comutação ZVS com grampeamento ativo, obter-se-á novamente a célula fundamental de comutação PWM. É importante salientar que foram identificadas outras células ZVS-PWM com grampeamento ativo e que não constam neste trabalho por gerarem conversores que não admitem isolamento da mesma forma que os conversores PWM convencionais.

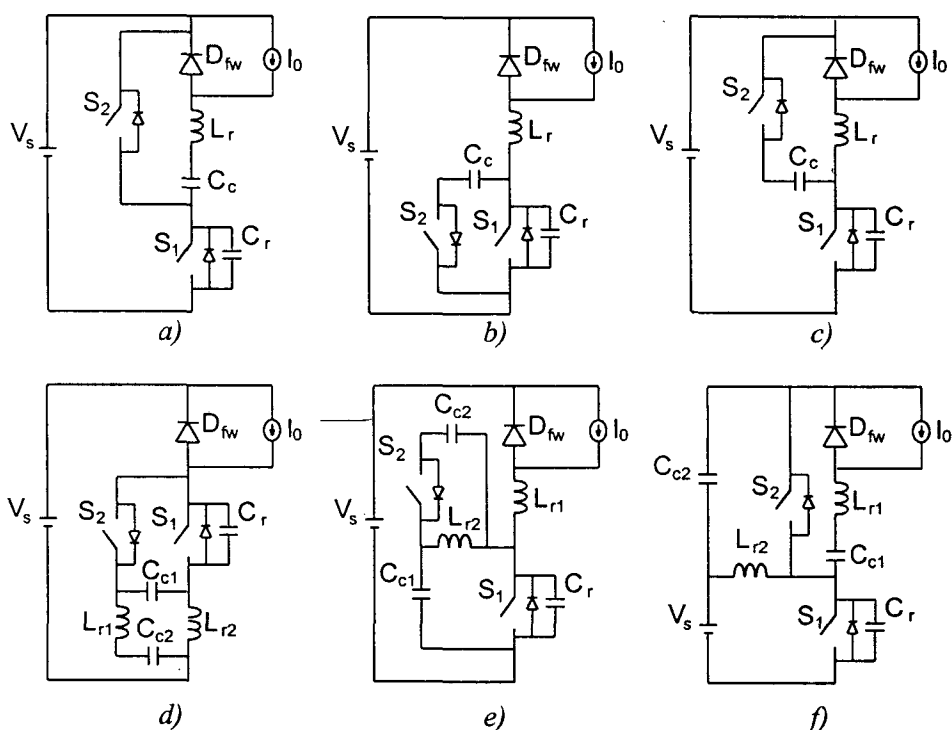


Fig. 1.8 - Conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Buck-buck; - b) Buck-boost; - c) Buck-buck-boost; - d) Buck-cuk; - e) Buck-sepic; - f) Buck-zeta.

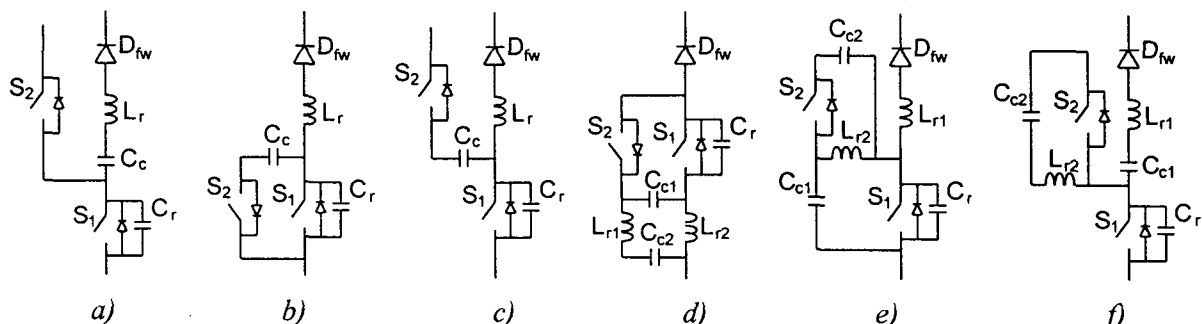


Fig. 1.9 - Células Fundamentais de Comutação ZVS-PWM, com Ações de Grampeamento do tipo: - a) buck; - b) boost; - c) buck-boost; - d) cuk; - e) sepic; - f) zeta.

#### 1.4. Conversores CC-CC Básicos ZVS-PWM com Grampeamento Ativo

A partir do conhecimento das células fundamentais de comutação ZVS-PWM com grampeamento ativo, é possível, através da associação de fontes, a obtenção de todos os conversores CC-CC básicos não-isolados. Nas Figuras de 1.10 a 1.15 são apresentados, então, os circuitos dos conversores Buck, Boost, Buck-boost, Cuk, Sepic e Zeta ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, desenhados de forma a evidenciar o princípio de transferência de potência.

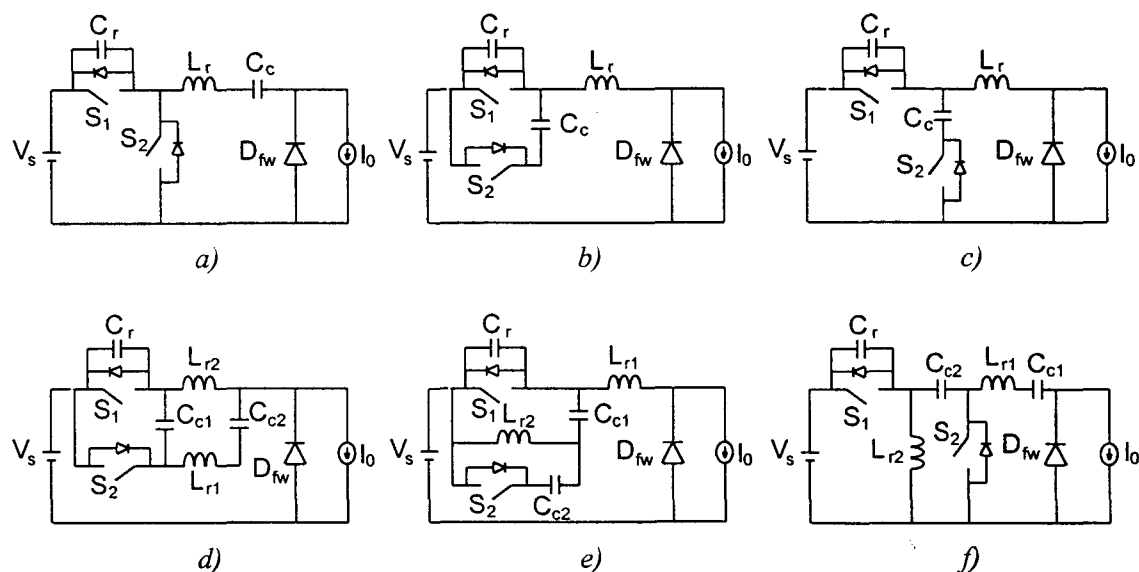


Fig. 1.10 - Conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Buck-buck; - b) Buck-boost; - c) Buck-buck-boost; - d) Buck-cuk; - e) Buck-sepic; f) Buck-zeta.

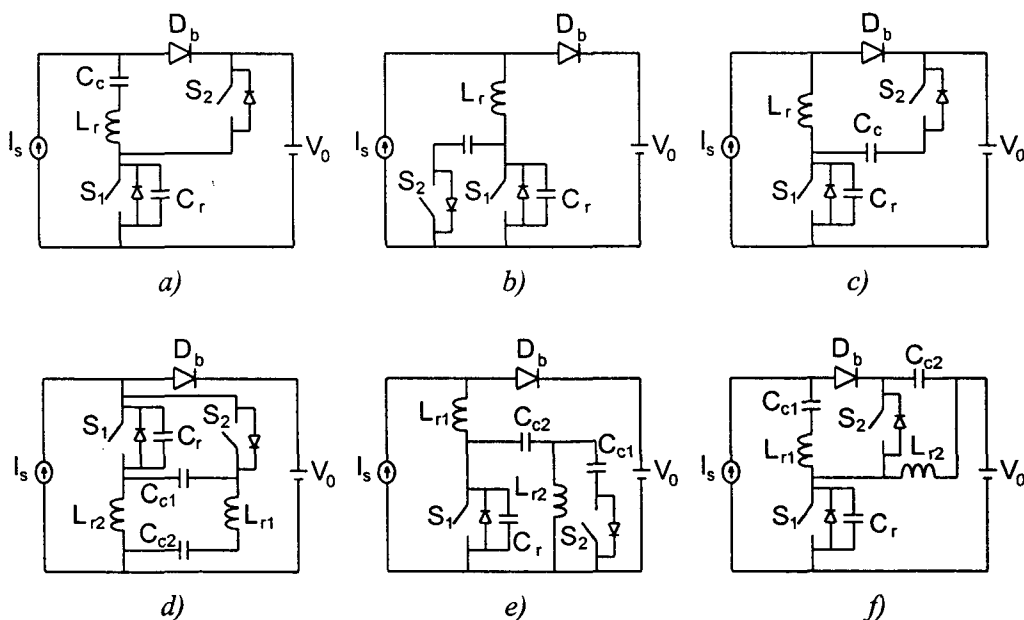


Fig. 1.11 - Conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Boost-buck; - b) Boost-boost; - c) Boost-buck-boost; - d) Boost-cuk; - e) Boost-sepic; - f) Boost-zeta.



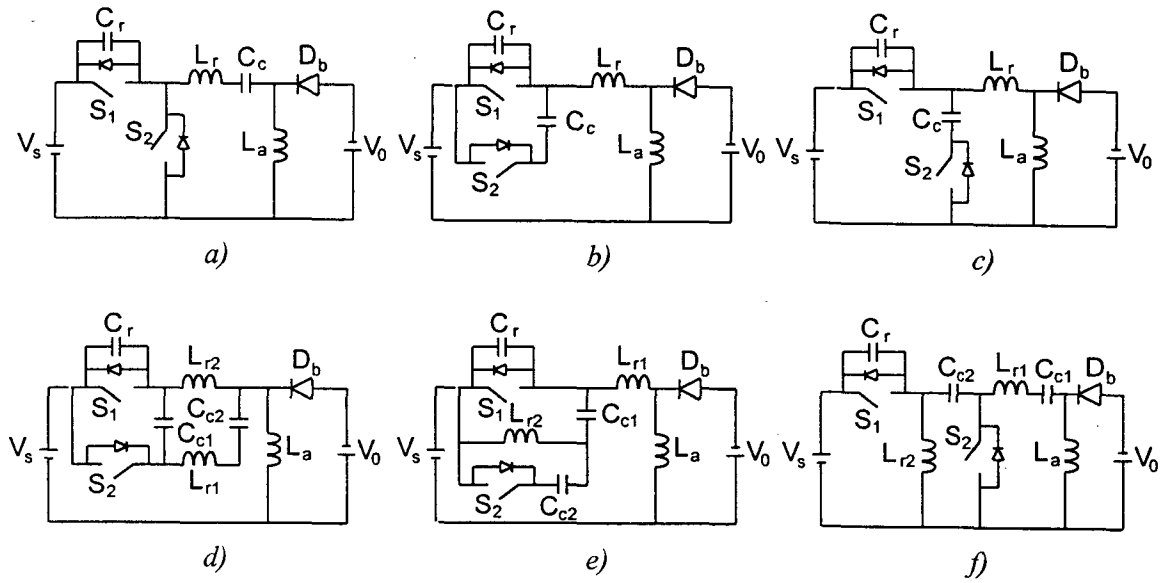


Fig. 1.12 - Conversores Buck-boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Buck-boost-buck; - b) Buck-boost-boost; - c) Buck-boost-buck-boost; - d) Buck-boost-cuk; - e) Buck-boost-sepic; - f) Buck-boost-zeta.

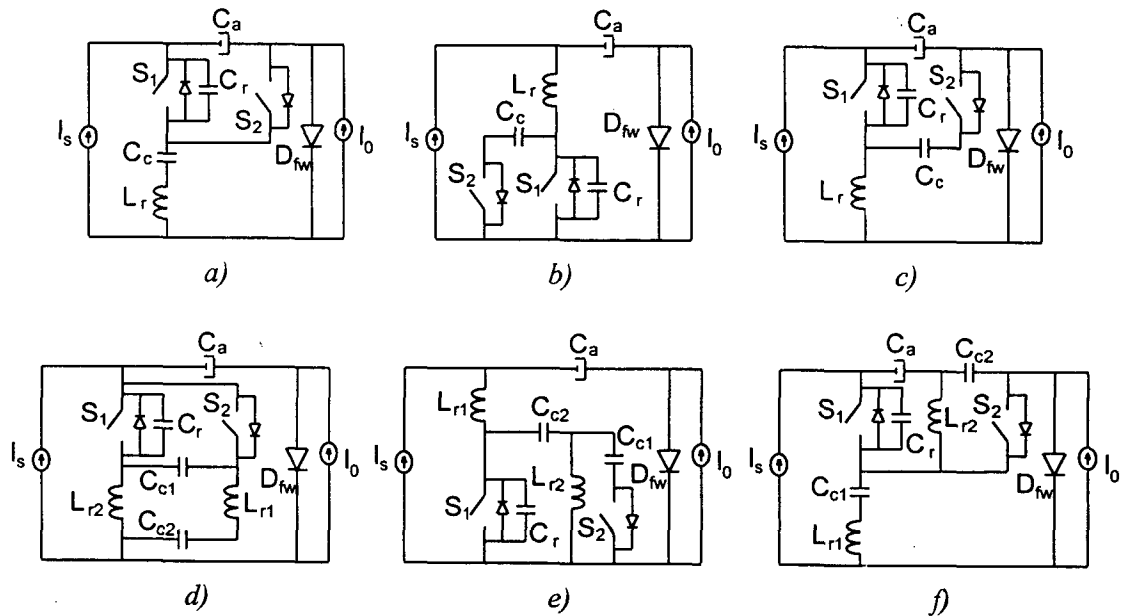


Fig. 1.13 - Conversores Cuk ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Cuk-buck; - b) Cuk-boost; - c) Cuk-buck-boost; - d) Cuk-cuk; - e) Cuk-sepic; - f) Cuk-zeta.

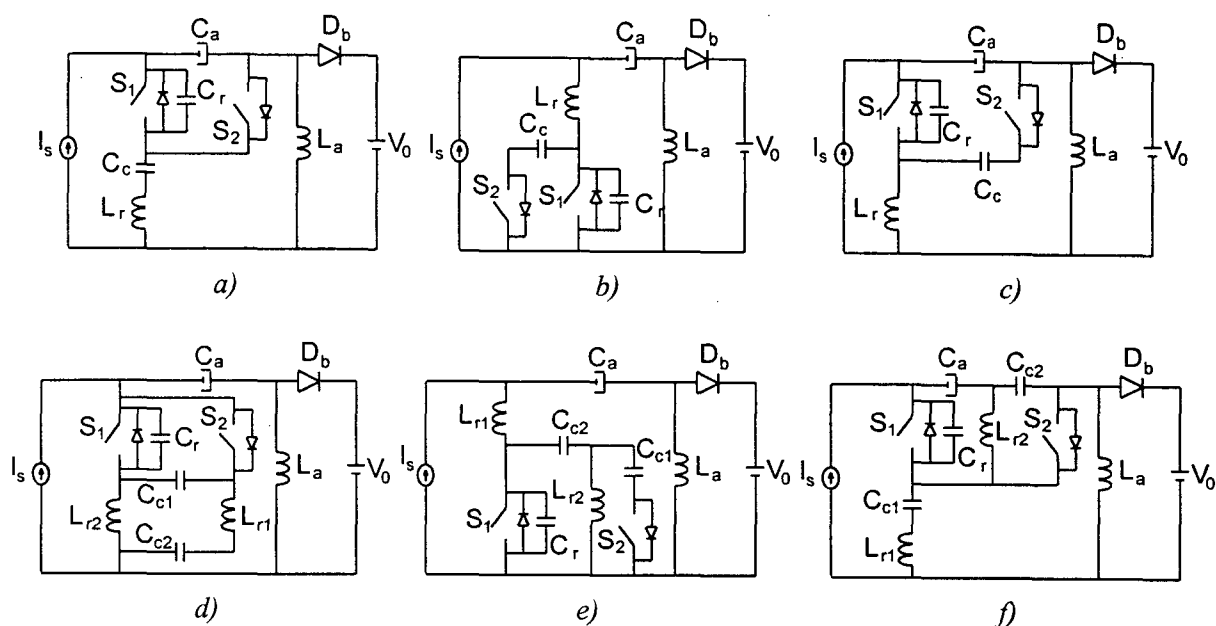


Fig. 1.14 - Conversores Sepic ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Sepic-buck; - b) Sepic-boost; - c) Sepic-buck-boost; - d) Sepic-cuk; - e) Sepic-sepic; - f) Sepic-zeta.

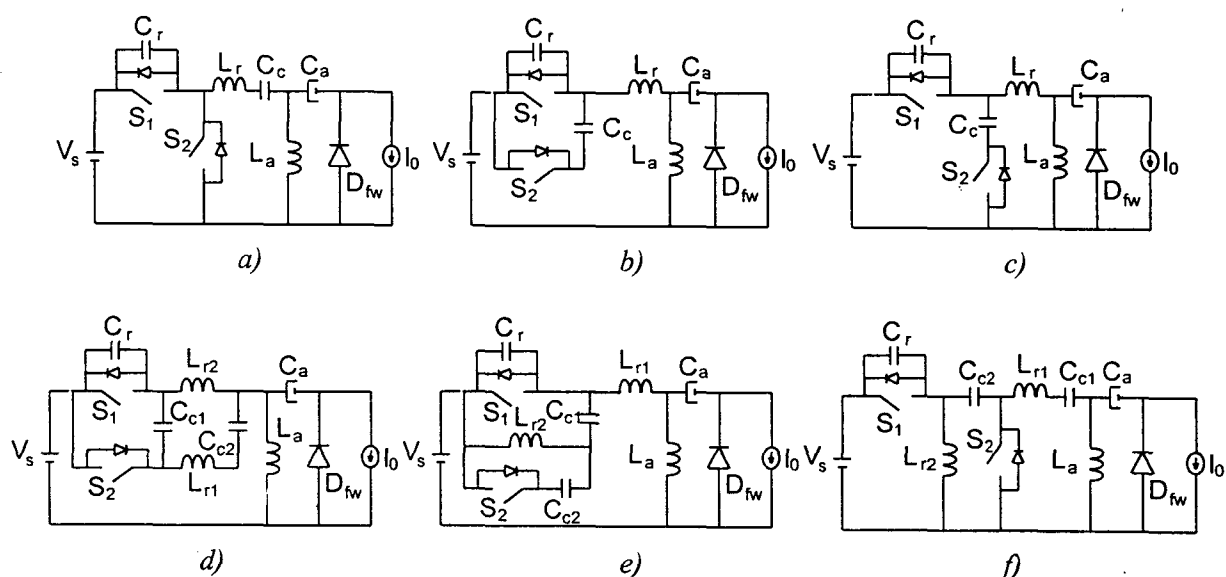


Fig. 1.15 - Conversores Zeta ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Zeta-buck; - b) Zeta-boost; - c) Zeta-buck-boost; - d) Zeta-cuk; - e) Zeta-sepic; - f) Zeta-zeta.

## 1.5. Conversores CC-CC ZVS-PWM com Grampeamento Ativo Isolados

A partir dos conversores CC-CC ZVS-PWM com Grampeamento Ativo até aqui desenvolvidos, pode-se obter os conversores CC-CC isolados, obtidos da mesma forma que no caso dos conversores PWM com comutação dissipativa. Esses conversores são mostrados nas Figuras de 1.16 a 1.21.

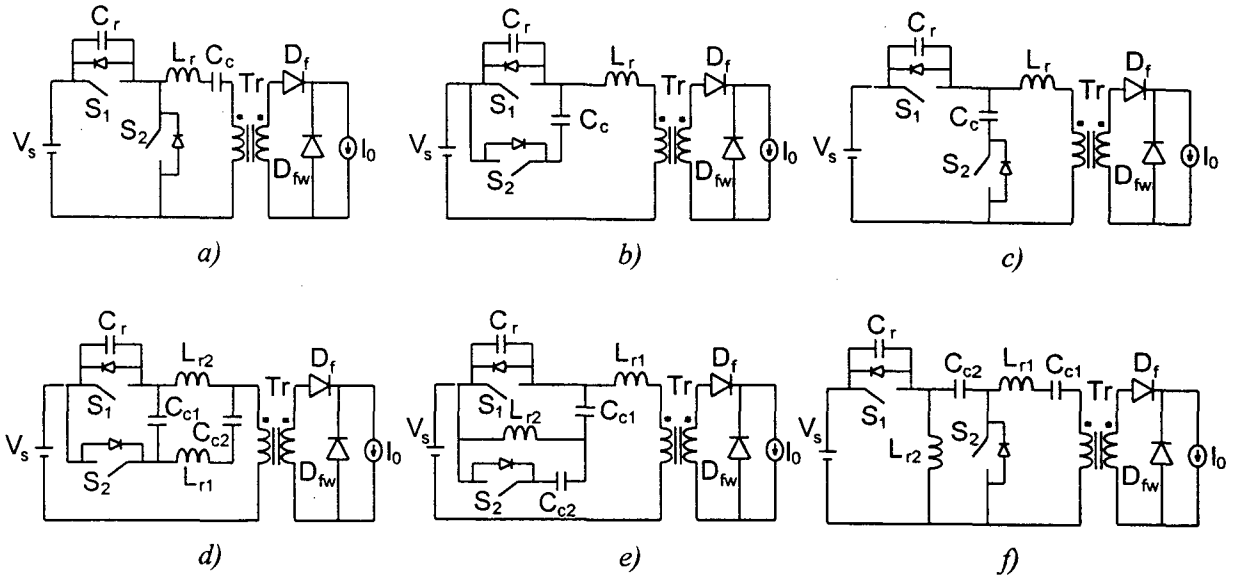


Fig. 1.16 - Conversores Forward ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, e ações de grampeamento do tipo: - a) buck; - b) boost; - c) buck-boost; - d) cuk; - e) sepic; - f) zeta.

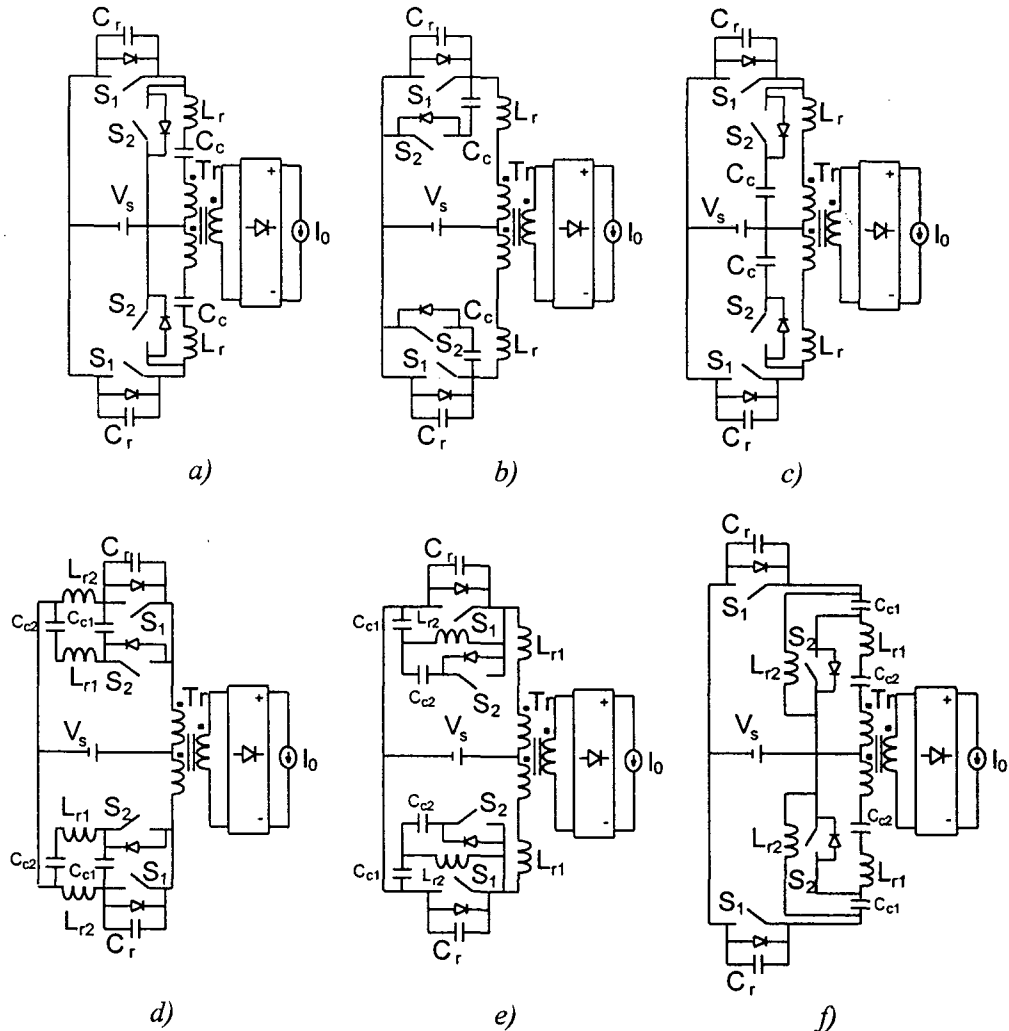


Fig. 1.17 - Conversores Push-Pull (alimentados em tensão) ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, e ações de grampeamento do tipo: - a) buck; - b) boost; - c) buck-boost; - d) cuk; - e) sepic; - f) zeta.

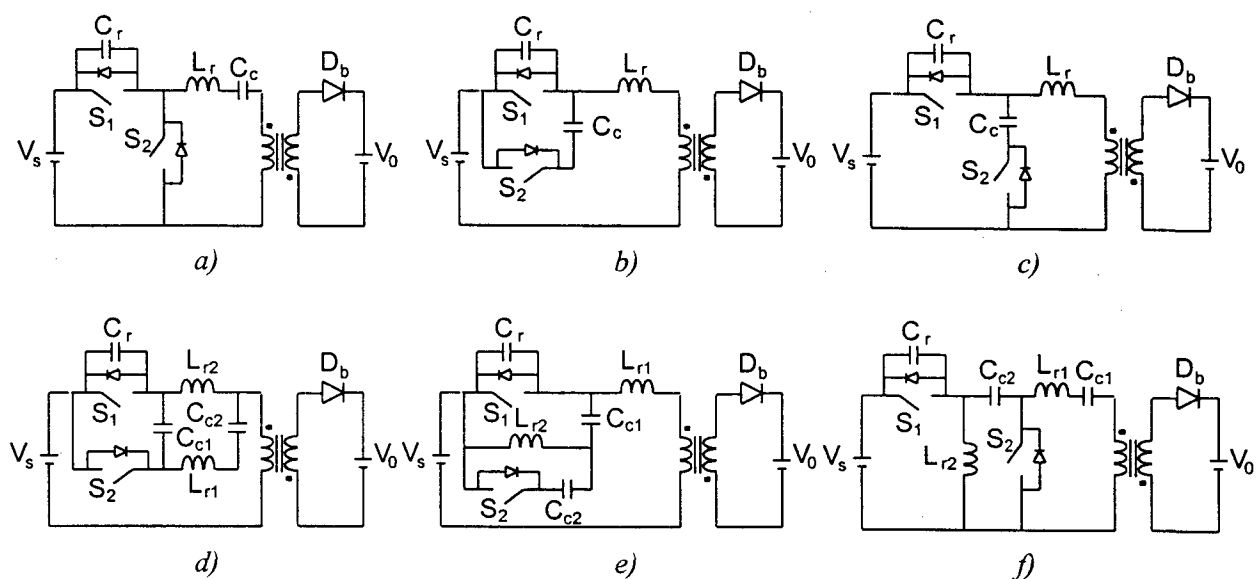


Fig. 1.18 - Conversores Flyback ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, e ações de grampeamento do tipo: - a) buck; - b) boost; - c) buck-boost; - d) cuk; - e) sepic; - f) zeta.

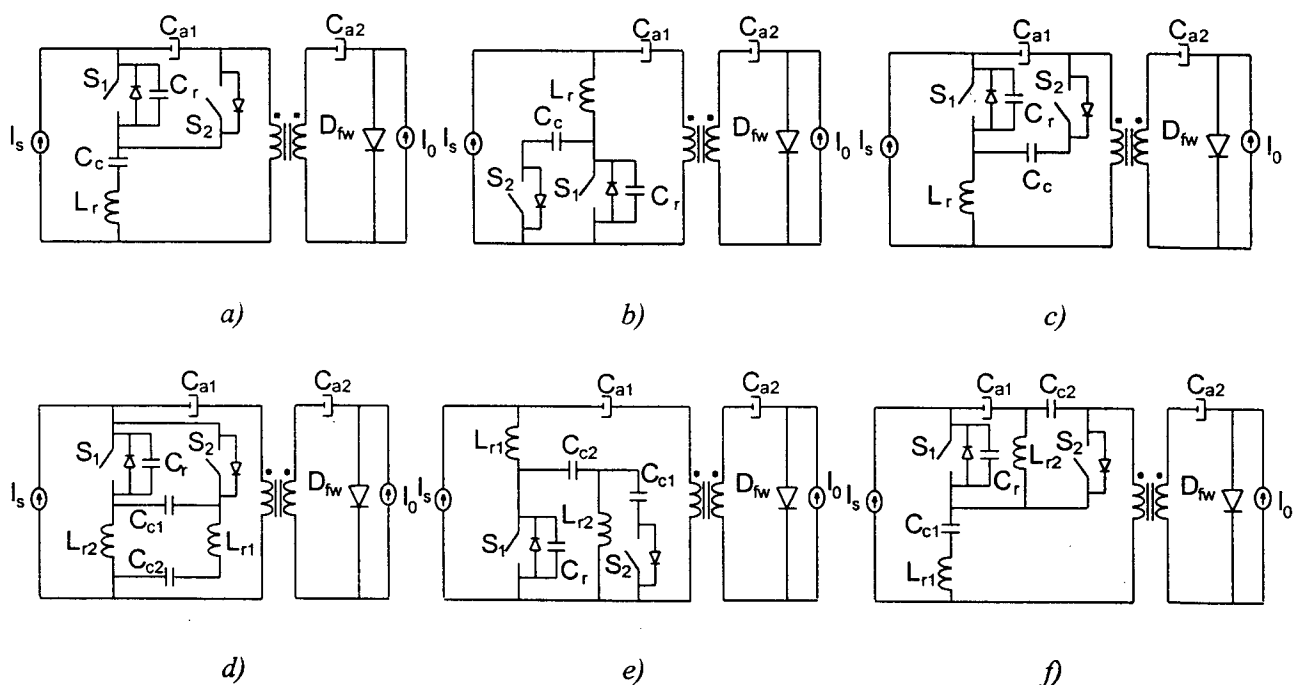


Fig. 1.19 - Conversores Cuk ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Cuk-buck; - b) Cuk-boost; - c) Cuk-buck-boost; - d) Cuk-cuk; - e) Cuk-sepic; - f) Cuk-zeta.

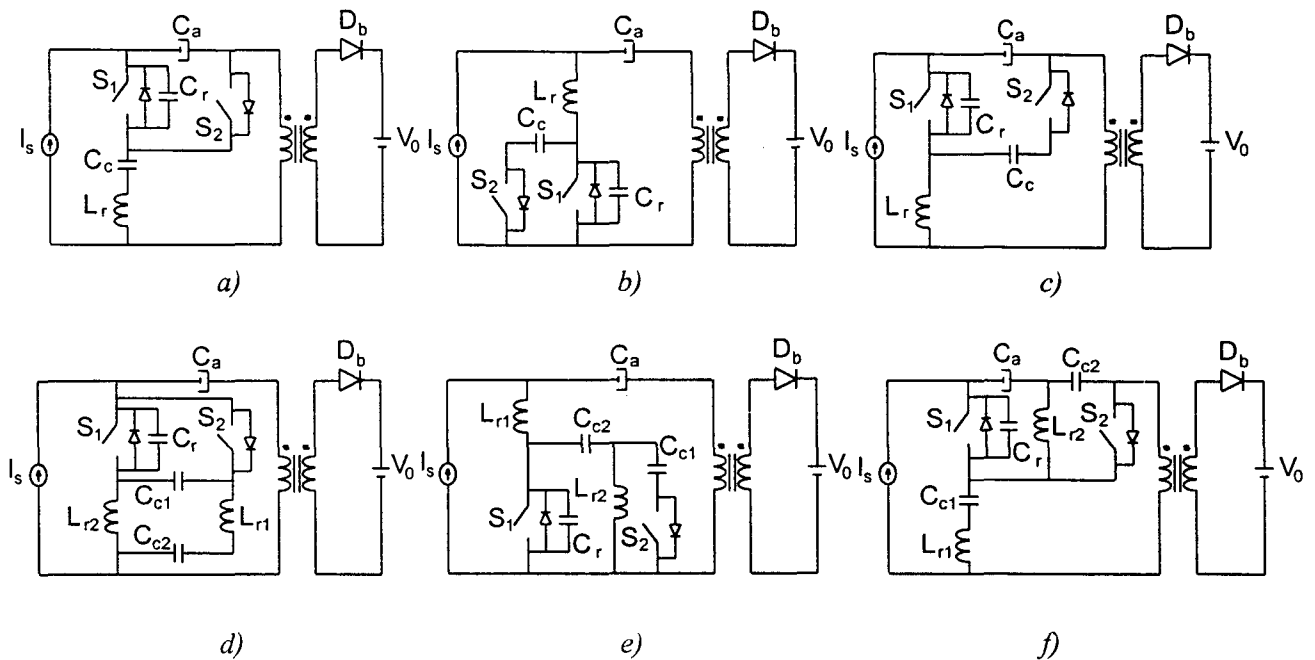


Fig. 1.20 - Conversores Sepic ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, e ações de grampeamento do tipo: - a) buck; - b) boost; - c) buck-boost; - d) cuk; - e) sepic; - f) zeta.

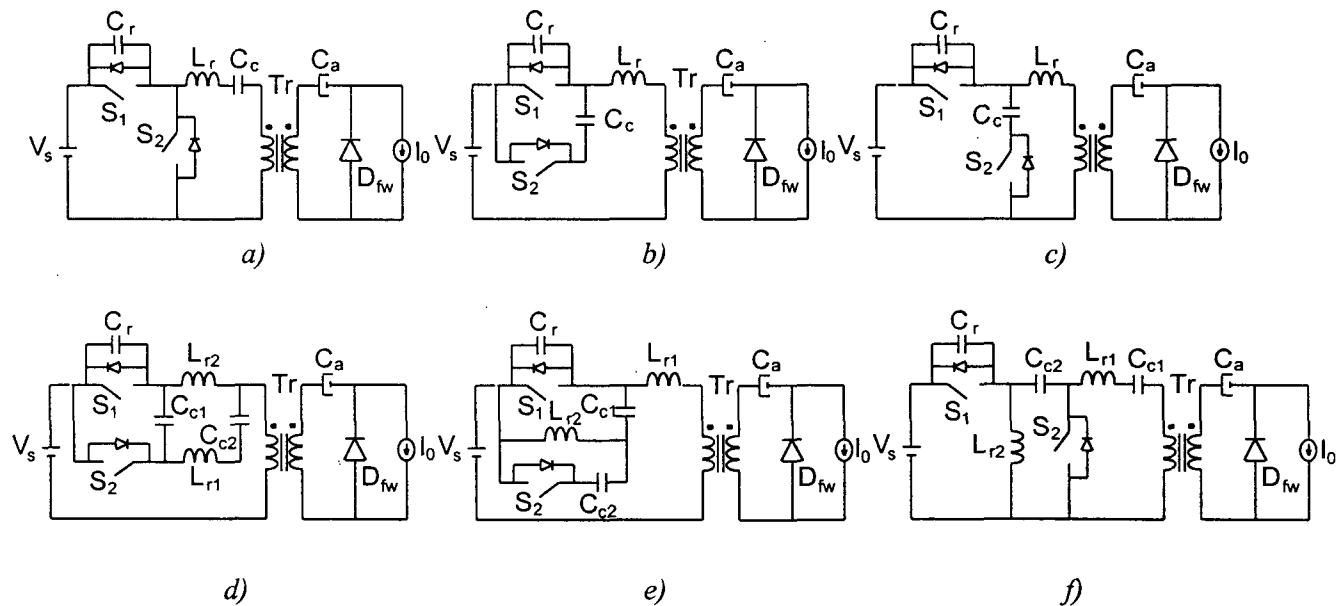


Fig. 1.21 - Conversores Zeta ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, e ações de grampeamento do tipo: - a) buck; - b) boost; - c) buck-boost; - d) cuk; - e) sepic; - f) zeta.

É possível ainda, a obtenção de uma nova família de conversores isolados, gerados a partir dos conversores com transferência de potência do tipo Buck. Estes conversores são obtidos através da utilização de um retificador de onda completa na saída, ao invés do retificador que caracteriza o conversor Forward. Essas topologias são mostradas na Figura 1.22.

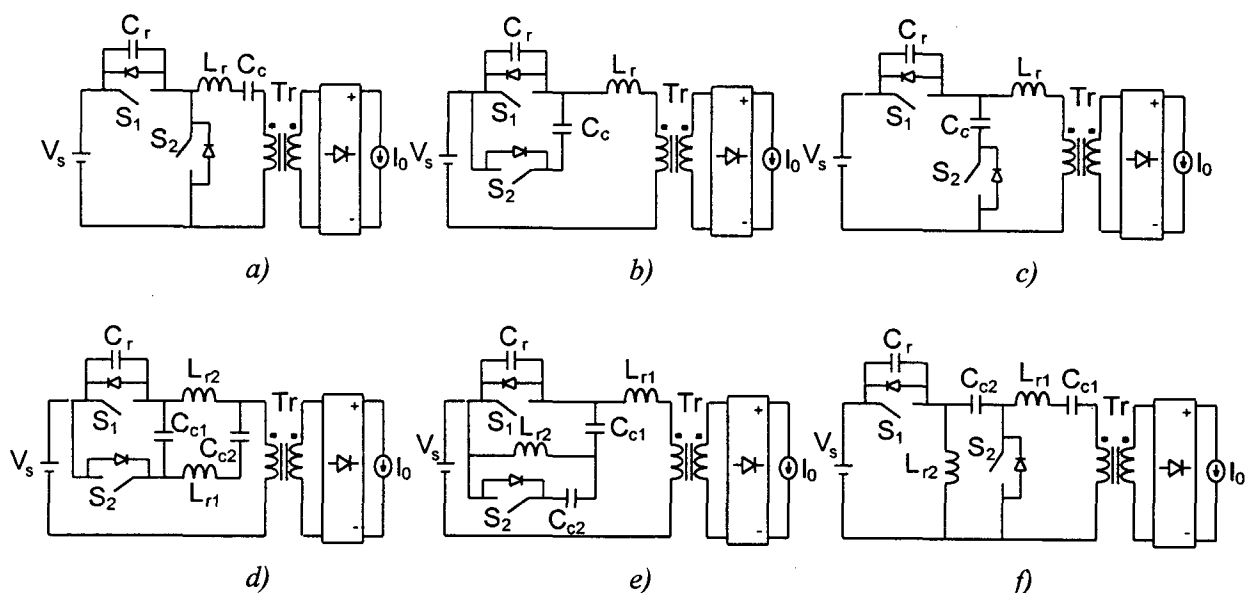


Fig. 1.22 - Conversores isolados com transferência de potência tipo Buck ZVS-PWM, com Grampeamento Ativo, e ações de grampeamento do tipo: - a) buck; - b) boost; - c) buck-boost; - d) cuk; - e) sepic; - f) zeta.

A partir dos conversores mostrados nas Figuras 1.22.a, 1.22.b e 1.22.c, através da adição de mais um capacitor de grampeamento, pode-se gerar as topologias de conversores mostradas na Figura 1.23. O conversor resultante, mostrado na Figura 1.23.a, nada mais é do que o conversor Half-bridge ZVS-PWM com Comando Assimétrico [58], ao passo que o circuito da Figura 1.23.b, é uma topologia já apresentada na literatura [64].

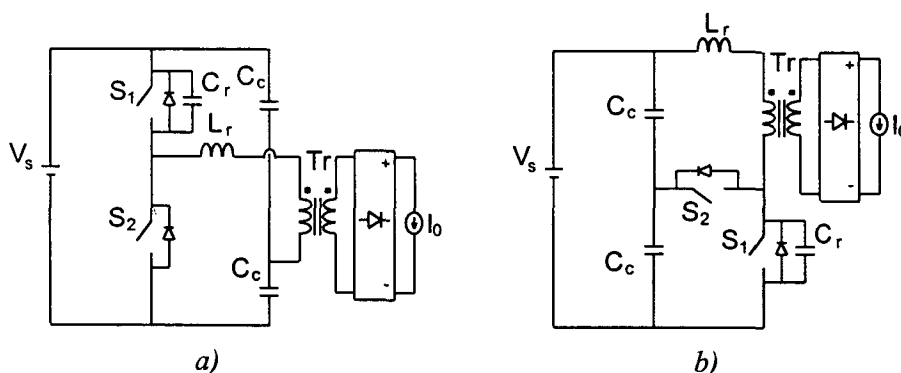


Fig. 1.23 - a) Conversor Half-Bridge Assimétrico; - b) Conversor originado a partir dos conversores da Figura 1.22.b e 1.22.c.

Do conversor Half-bridge mostrado na Figura 1.23.a, é possível, ainda, a obtenção do conversor Full-bridge ZVS-PWM com Comando Assimétrico [58] mostrado na Figura 1.24.

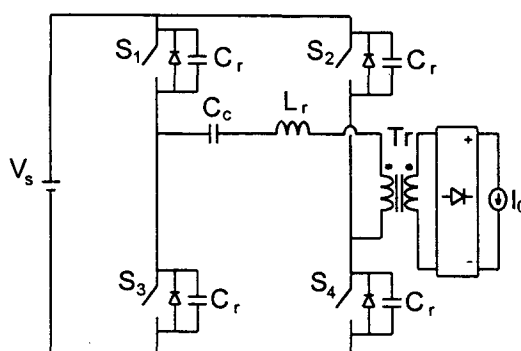


Fig. 1.24 - Conversor Full Bridge ZVS-PWM com Comando Assimétrico.

## 1.6. Conclusões

Através da observação da técnica de desmagnetização do transformador do conversor Forward, por um circuito ativo [60], e da investigação de sua aplicação em outros conversores, já com o objetivo da obtenção de comutação não-dissipativa (ZVS), gerou-se a expectativa de uma generalização deste princípio. Para que isso fosse possível, foi desenvolvida uma técnica de generalização baseada nos diferentes tipos de ação de grampeamento. A partir daí, o conceito de célula fundamental de comutação como ferramenta de geração de topologias foi utilizado. Assim, foram obtidas seis células fundamentais de comutação ZVS-PWM com comando assimétrico e grampeamento ativo de tensão, diferindo entre si, apenas no tipo de ação de grampeamento. A partir dessas células, foram geradas as famílias de conversores, e também foram incluídos aqueles já citados na literatura.

Foram apresentadas trinta e seis topologias de conversores CC-CC básicas (não-isoladas), geradas a partir das seis células distintas de comutação ZVS-PWM com grampeamento ativo. Sendo que a maioria dessas topologias ainda não foram citadas na literatura (1996). As células de comutação têm em comum a comutação ZVS nos interruptores comandados, a modulação PWM, o comando assimétrico e o grampeamento da tensão sobre os interruptores comandáveis. A diferença entre as células está no tipo de ação de grampeamento, que pode ser do tipo buck, boost, buck-boost, cuk, sepic ou zeta.

A partir dos conversores não-isolados, foram obtidos os conversores isolados do tipo Forward, Flyback, Cuk, Sepic, Zeta e Push-Pull, da mesma forma que essas topologias são geradas a partir dos conversores básicos não-isolados PWM convencionais (comutação dissipativa). Foi possível também a obtenção de uma nova família de conversores isolados, a partir dos conversores Buck, através da inclusão de um transformador e um retificador de onda

completa na saída. Com a geração desses circuitos foram obtidas mais quarenta e duas topologias, sendo que na sua maioria inéditas,.

Através da inclusão de mais um capacitor de grampeamento aos conversores isolados com transferência de potência do tipo Buck e ações de grampeamento buck, boost e buck-boost, foi possível a obtenção de mais dois conversores isolados. Um desses conversores é identificado como sendo o já conhecido conversor Half-Bridge Assimétrico e o outro como um conversor já conhecido também [64].

Ainda que alguns dos conversores aqui gerados já tenham sido discutidos em outros trabalhos, como àqueles referenciados, a grande maioria se apresenta como novidade. Assim, acredita-se ter sido aberto o leque de opções para a escolha de conversores CC-CC com comutação não-dissipativa e modulação com frequência constante adequados à operação em altas frequências.



## **CAPÍTULO II**

### **CONVERSORES BUCK ZVS-PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO: ANÁLISE TEÓRICA**

#### **2.1 - Introdução**

Neste capítulo é descrita a análise dos seis conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, propostos neste trabalho. Essa é, provavelmente, a melhor forma de se começar a entender o comportamento de todos os conversores gerados no capítulo anterior, pois o conversor Buck é o mais simples e fundamental de todos. Através do conhecimento obtido desse estudo, acredita-se que a análise dos outros conversores deva se tornar em muito facilitada, pois todos os conversores foram desenvolvidos obedecendo-se a um princípio comum. Essa é a grande vantagem de se abrigar sob o mesmo fundamento teórico os mais diversos conversores com o mesmo padrão de comportamento.

A análise dos conversores Buck é realizada de forma separada em função de apresentarem um comportamento diferente no tocante à ação de grampeamento, embora, fundamentalmente, sejam conversores semelhantes. Primeiramente, são descritas as etapas de operação juntamente com as equações que as representam. A seguir, é apresentada uma análise com o objetivo de se determinar a característica externa estática de cada conversor juntamente com a característica de grampeamento. Após, é realizado um estudo da comutação, estabelecendo-se a faixa de carga com comutação não-dissipativa de cada conversor. A partir daí, é estabelecida uma metodologia de projeto que deverá ser validada por simulação e experimentação.

Serão analisados, portanto, os conversores Buck-buck, Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk, Buck-sepic e Buck-zeta, nessa ordem, mostrados nas Figuras 1.7 , 1.8, e 1.10.

Para tornar a análise e a descrição da operação dos circuitos mais simples, consideram-se vários aspectos, tais como:

- os conversores estão operando em regime permanente;
- os interruptores são considerados idealizados;
- o filtro de saída de cada conversor possui uma indutância com uma ordem de grandeza tal que, juntamente com a carga, possa ser representado por uma fonte de corrente constante;
- o indutor  $L_r$  armazena uma quantidade de energia suficiente para completar a descarga do capacitor  $C_r$  e polarizar diretamente o diodo intrínseco de  $S_2$  na quarta etapa;
- a frequência de ressonância do circuito formado por  $L_r$  e  $C_c$  é muito menor que a frequência de ressonância do circuito  $L_r$  e  $C_r$ . Ou seja, a capacitância  $C_c$  ou  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  são muito maiores que  $C_r$ , podendo, então, serem representadas por fontes de tensão constante.

## 2.2 - Conversor Buck-buck

Na Figura 2.1 é mostrado o circuito do conversor Buck-buck. O circuito da etapa de potência é formado por um interruptor principal ( $S_1$ ), um interruptor auxiliar ( $S_2$ ), um diodo de roda livre ( $D_{fw}$ ), um capacitor de grampeamento ( $C_c$ ), um indutor ressonante ( $L_r$ ), um capacitor ressonante ( $C_r$ ) e um filtro de saída. Os interruptores são comandados de forma complementar, com um pequeno intervalo de tempo morto, no qual ocorrem as comutações. A transferência de energia da fonte para a carga ocorre quando o interruptor principal está conduzindo.

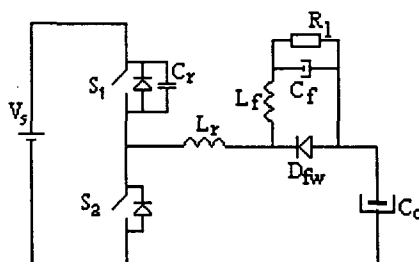


Fig. 2.1 - Conversor Buck-buck.

### 2.2.1 - Análise e Descrição das Etapas de Operação

Na Figura 2.2 pode ser vista a seqüência de estágios topológicos assumida pelo conversor durante um período de funcionamento, ao passo que na Figura 2.3 vêem-se as principais formas de onda idealizadas.

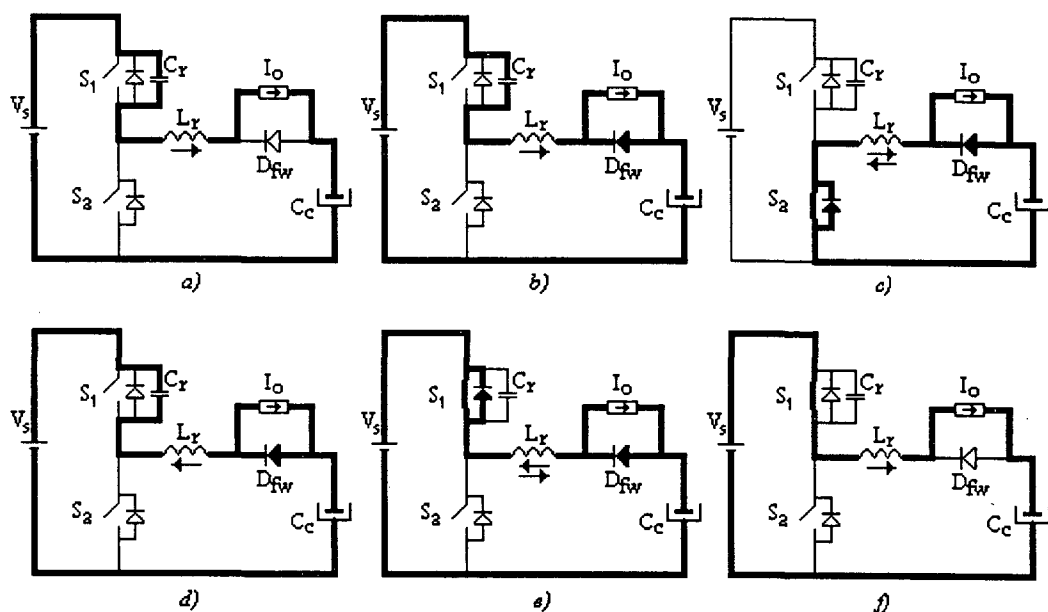


Fig. 2.2 - Sequência de estágios topológicos assumidos pelo conversor durante um período de funcionamento. - a) estágio 1 ( $t_0-t_1$ ); - b) estágio 2 ( $t_1-t_2$ ); - c) estágio 3 ( $t_2-t_3$ ); - d) estágio 4 ( $t_3-t_4$ ); - e) estágio 5 ( $t_4-t_5$ ); - f) estágio 6 ( $t_5-t_6$ ).

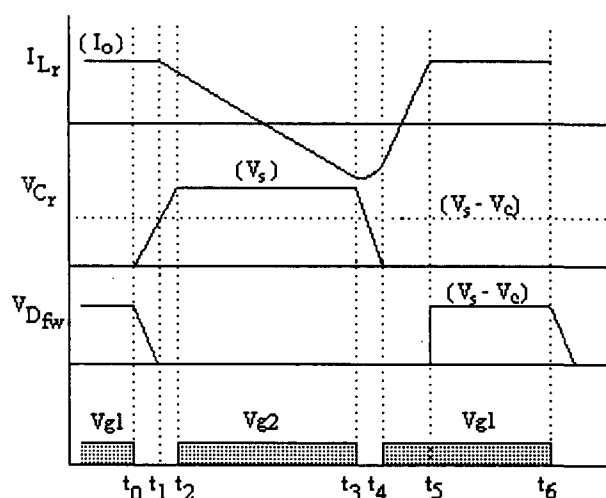


Fig. 2.3 - Principais formas de onda idealizadas.

A partir das Figuras 2.2 e 2.3, pode-se estabelecer uma descrição e uma análise das etapas de operação do conversor Buck-buck.

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - carga linear do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado, a capacitância  $C_r$  carrega-se através da indutância  $L_r$  com corrente constante e igual à corrente da carga. Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual à diferença entre as tensões  $V_s$  e  $V_c$  ( $V_s - V_c$ );

quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa.

A solução das equações de estado resulta nas equações (2.01) e (2.02). Assim, tem-se:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \quad (2.01)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_0}{C_r} t \quad (2.02)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_s - V_c$ . Então, tem-se:

$$I_1 = I_0 \quad (2.03)$$

$$V_{Cr1} = V_s - V_c \quad (2.04)$$

$$\Delta t_1 = \frac{C_r}{I_0} (V_s - V_c) \quad (2.05)$$

onde  $V_c$  representa a tensão sobre a capacitância de grampeamento  $C_c$ ,  $I_1 = I_{Lr}(t_1)$  e  $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ .

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - primeira etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_{fw}$  entra em condução, fazendo com que haja uma oscilação ressonante entre a indutância  $L_r$  e a capacitância  $C_r$ . Durante essa oscilação, a corrente através de  $L_r$  decresce e a tensão através de  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento, que é igual à tensão da fonte  $V_s$ . Quando isso ocorre, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa.

A partir das condições iniciais, dadas pelas equações (2.03), (2.04), (2.05) e pelas equações de estado, obtém-se:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \cos \omega_0 t \quad (2.06)$$

$$V_{Cr}(t) = (V_s - V_c) + Z_0 I_0 \sin \omega_0 t \quad (2.07)$$

onde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$  e  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  representam, respectivamente, a frequência angular de ressonância e a impedância característica do circuito ressonante formado por  $L_r$  e  $C_r$ .

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_s$ . Portanto, tem-se:

$$I_2 = I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.08)$$

$$V_{Cr2} = V_s \quad (2.09)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right) \quad (2.10)$$

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de desmagnetização linear de  $L_r$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento, ao passo que a corrente na indutância  $L_r$  continua decrescendo, só que de forma quase linear, pois a capacitância  $C_c$  é muito grande. A tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele a comutação ZVS. A corrente em  $L_r$  inverte de sentido e cresce negativamente através de  $S_2$ . Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr}(t) = -\frac{V_c}{L_r} t + I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.11)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s \quad (2.12)$$

O bloqueio do interruptor  $S_2$  é quem comanda a mudança de etapa. Portanto, tem-se:

$$I_3 = -\frac{V_c}{L_r} \Delta t_3 + I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.13)$$

$$V_{Cr3} = V_s \quad (2.14)$$

$$\Delta t_3 = (1 - D)T_s - \Delta t_4 - \Delta t_2 - \Delta t_1 \quad (2.15)$$

onde  $D$  representa a razão cíclica do conversor que é definida por:

$$D = \frac{\Delta t_5 + \Delta t_6}{T_s} \quad (2.16)$$

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - segunda etapa ressonante; descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a corrente através de  $L_r$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , que causará o decréscimo na tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero.

A quarta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_c}{Z_0} \sin \omega_0 t + I_3 \cos \omega_0 t \quad (2.17)$$

$$V_{Cr}(t) = (V_s - V_c) + V_{Cc} \cos \omega_0 t - Z_0 I_3 \sin \omega_0 t \quad (2.18)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = 0$ . Logo, tem-se:

$$I_4 = \frac{V_c}{Z_0} \sin \omega_0 \Delta t_4 + I_3 \cos \omega_0 \Delta t_4 \quad (2.19)$$

$$V_{Cr4} = 0 \quad (2.20)$$

$$\omega_0 \Delta t_4 = \tan^{-1} \left[ \frac{-Z_0 I_3}{V_c} \right] + \cos^{-1} \left[ \frac{-(V_s - V_c)}{\sqrt{(Z_0 I_3)^2 + V_c^2}} \right] \quad (2.21)$$

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de corrente linear em  $L_r$ .

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado para que a comutação ZVS seja obtida. A corrente em  $L_r$  inverte seu sentido e cresce através de  $S_1$  até atingir o valor da corrente de carga. Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  é bloqueado e a sexta etapa inicia.

A partir das equações de estado e das condições iniciais obtém-se:

$$I_{Lr}(t) = \frac{(V_s - V_c)}{L_r} t + I_4 \quad (2.22)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.23)$$

Esta etapa termina quando  $I_{Lr}(t) = I_0$ . Assim, tem-se:

$$I_5 = I_0 \quad (2.24)$$

$$V_{Cr5} = 0 \quad (2.25)$$

$$\Delta t_5 = L_r \left( \frac{I_0 - I_4}{V_s - V_c} \right) \quad (2.26)$$

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de transferência de energia para a carga.

Durante esta etapa, a corrente flui através de  $S_1$  com um valor igual ao valor da corrente de carga, ao passo que a tensão sobre  $C_r$  se mantém grampeada em zero. A tensão na carga é igual à tensão da fonte menos a tensão sobre o capacitor de grampeamento ( $V_c$ ). Esta etapa dura até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de funcionamento.

A sexta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \quad (2.27)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.28)$$

E termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Assim, tem-se:

$$I_6 = I_0 \quad (2.29)$$

$$V_{Cr6} = 0 \quad (2.30)$$

$$\Delta t_6 = DT_s - \Delta t_5 \quad (2.31)$$

### 2.2.2 - Característica Externa

O ganho estático é definido como sendo a razão entre a tensão média de saída e a tensão de entrada. Essa relação, quando apresentada de forma gráfica, representa a característica externa estática dos conversores CC-CC, a partir da qual é possível observar, de uma forma bastante simples, o comportamento em regime permanente no que se refere à transferência de potência.

Uma análise estática tornar-se-ia bastante complicada se os tempos de comutação fossem considerados e os resultados, dessa forma, não seriam muito diferentes daqueles encontrados quando esses intervalos fossem desprezados. Portanto, desprezando-se os intervalos de comutação e considerando-se o capacitor de grampeamento como uma fonte de tensão constante, pode-se proceder a uma análise das relações entre os valores médios de tensão e corrente.

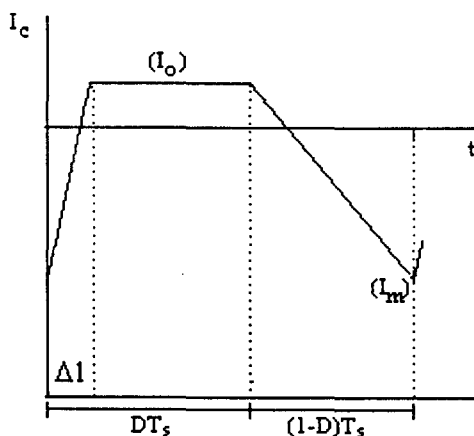


Fig. 2.4 - Corrente na capacitância de grampeamento.

Considerando-se a Figura 2.4, na qual está representada a corrente na capacitância de grampeamento ( $C_c$ ) e, sabendo-se que seu valor médio deve ser nulo, em um período de funcionamento, para que a operação seja estável, é possível chegar-se à importante relação entre a tensão de grampeamento e a tensão de entrada. Assim, tem-se:

$$I_{c_{\text{Médio}}} = \int_0^{\Delta 1} \left[ \frac{(V_s - V_c)}{L_r} t + I_m \right] dt + \int_0^{DT_s - \Delta 1} I_0 dt + \int_0^{(1-D)T_s} \left[ -\frac{V_c}{L_r} t + I_0 \right] dt = 0 \quad (2.32)$$

onde  $\Delta 1$  representa o intervalo de tempo  $\Delta t_s = t_5 - t_4$ , definido na Figura 2.3,

$$I_m = -\frac{V_c}{L_r} (1-D)T_s + I_0 \quad (2.33)$$

e,

$$\Delta 1 = \frac{(I_0 - I_m)L_r}{(V_s - V_c)} \quad (2.34)$$

Substituindo-se (2.33) e (2.34) em (2.32) e resolvendo, encontra-se:

$$\beta = \frac{V_c}{V_s} = \frac{2L_n}{2L_n + (1-D)^2} \quad (2.35)$$

onde:

$$L_n = L_r \frac{I_0}{V_s T_s} \quad (2.36)$$

A relação entre as tensões da capacitância de grampeamento e da fonte ( $\beta$ ), representada na forma gráfica, é importante porque mostra a evolução da tensão máxima nos interruptores comandáveis em função da variação da carga. Esse gráfico é mostrado na Figura 2.5.a.

Como o comando de  $S_1$  e  $S_2$  é complementar, a tensão média em  $S_2$  é dada pela equação (2.37). Portanto, tem-se:

$$V_{S_2} = DV_s \quad (2.37)$$

Como as leis de Kirchhoff das tensões e correntes permanecem válidas para valores médios, tem-se:

$$V_0 = V_{S_2} - V_c \quad (2.38)$$

Dividindo-se a expressão (2.38) por  $V_s$  e substituindo-se (2.37), obtém-se:

$$q = \frac{V_0}{V_s} = D - \frac{V_c}{V_s} \quad (2.39)$$

Substituindo-se agora a equação (2.35) em (2.39), obtém-se:

$$q = D - \frac{2L_n}{2L_n + (1-D)^2} \quad (2.40)$$

onde " $q$ " representa o ganho estático de tensão do conversor que, quando expresso graficamente, em função de " $D$ " e " $L_n$ " (Figura 2.5.b), é chamado de característica externa.



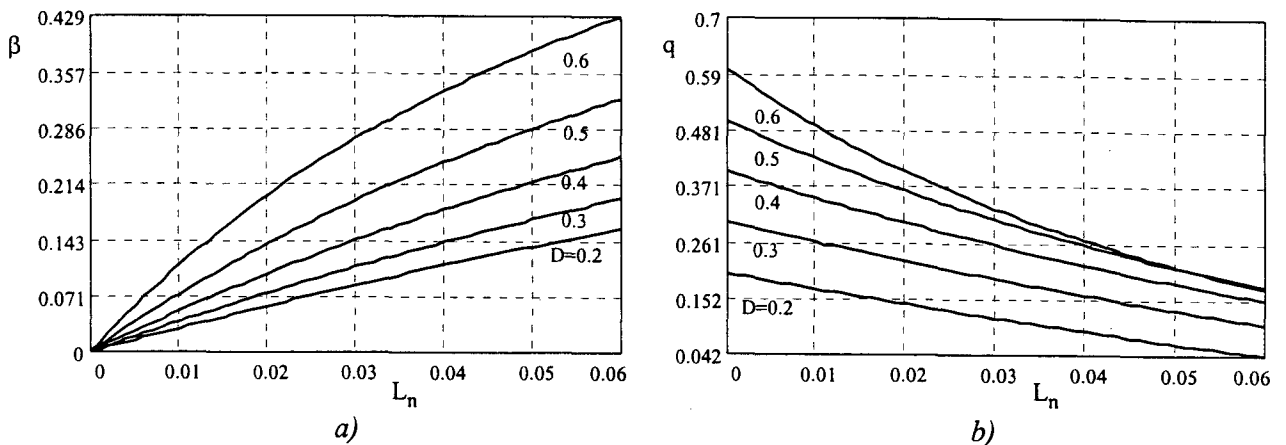


Fig. 2.5 - a) Tensão normalizada em  $C_c$  ( $\beta$ ); - b) característica externa estática.

Conforme se pode verificar, através da característica externa mostrada na Figura 2.5.b, existe um fluxo de energia reativa no conversor, que faz com que a tensão de saída caia e a tensão sobre o capacitor de grampeamento cresça quando há acréscimo de carga. Esse efeito não influi na tensão de grampeamento dos interruptores porque seu valor depende apenas da tensão de entrada.

## 2.3 - Conversor Buck-boost

Na Figura 2.6 é mostrado o circuito da etapa de potência do conversor Buck-boost. Como se pode verificar, ele também é formado por um interruptor principal ( $S_1$ ), um interruptor auxiliar ( $S_2$ ), um diodo de roda livre ( $D_{fw}$ ), um capacitor de grampeamento ( $C_c$ ), um indutor ressonante ( $L_r$ ), um capacitor ressonante ( $C_r$ ) e um filtro de saída. Os interruptores são comandados de forma complementar com um pequeno intervalo de tempo morto no qual ocorrem as comutações. E, também, da mesma forma que o conversor Buck-buck, a transferência de energia da fonte para a carga ocorre quando o interruptor principal está conduzindo.

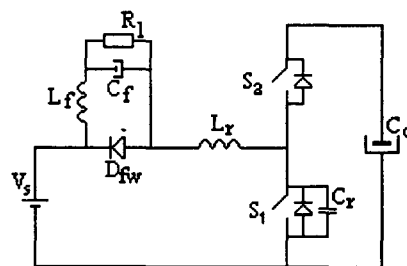


Fig. 2.6 - Conversor Buck-boost.

### 2.3.1 - Análise e Descrição das Etapas de Operação

Na Figura 2.7 pode ser vista a sequência de estágios topológicos assumida pelo conversor durante um período de funcionamento, ao passo que na Figura 2.8 vêem-se as principais formas de onda idealizadas.

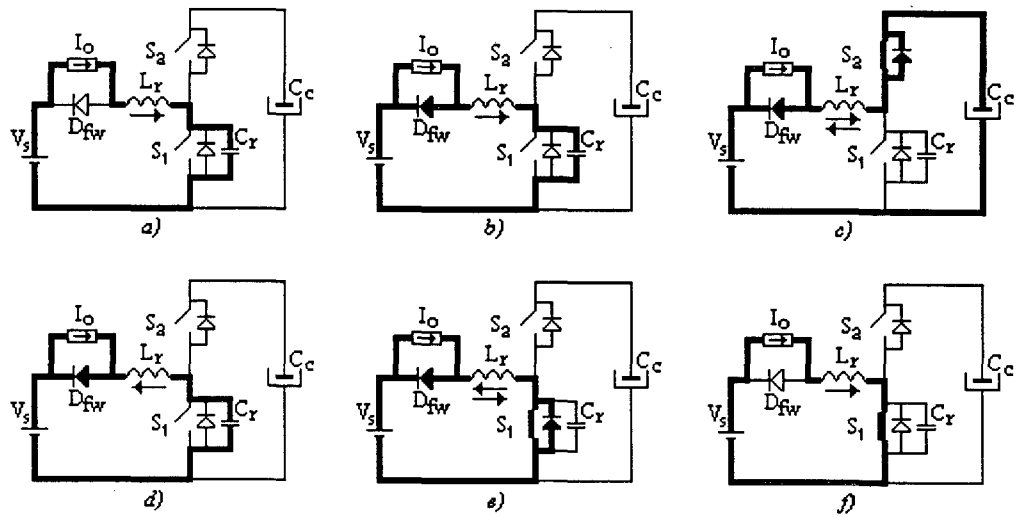


Fig. 2.7 - Sequência de estágios topológicos assumidos pelo conversor durante um período de funcionamento. - a) estágio 1 ( $t_0-t_1$ ); - b) estágio 2 ( $t_1-t_2$ ); - c) estágio 3 ( $t_2-t_3$ ); - d) estágio 4 ( $t_3-t_4$ ); - e) estágio 5 ( $t_4-t_5$ ); - f) estágio 6 ( $t_5-t_6$ ).

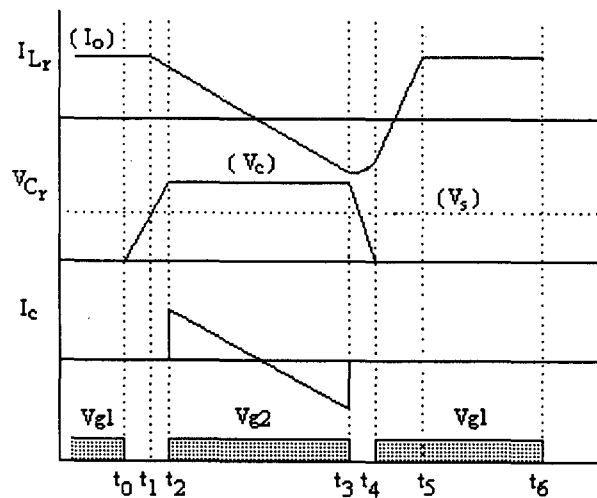


Fig.2.8 - Principais formas de onda idealizadas.

A partir das Figuras 2.7 e 2.8, pode-se estabelecer uma descrição e uma análise das etapas de operação como segue:

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - carga linear do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_1$  é aberto, a capacitância  $C_r$  carrega-se através da indutância  $L_r$  com uma corrente constante e igual à corrente da carga. Esta etapa dura até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual ao da tensão da fonte ( $V_s$ ). Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa de operação.

A solução das equações de estado para essa etapa resulta em:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \quad (2.41)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_0}{C_r} t \quad (2.42)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_s$ . Então, tem-se:

$$I_1 = I_0 \quad (2.43)$$

$$V_{Cr1} = V_s \quad (2.44)$$

$$\Delta t_1 = \frac{C_r}{I_0} V_s \quad (2.45)$$

onde  $V_c$  representa a tensão sobre a capacitância de grampeamento  $C_c$  e  $I_1 = I_{Lr}(t_1)$ .

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - primeira etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_{fw}$  entra em condução, fazendo com que haja uma oscilação ressonante entre a indutância  $L_r$  e a capacitância  $C_r$ . Durante essa oscilação, a corrente através de  $L_r$  decresce e a tensão através de  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento, que é igual à tensão  $V_c$ . Quando isso ocorre, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa.

A partir das condições iniciais dadas pelas equações (2.43), (2.44) e (2.45) e das equações de estado, obtém-se:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \cos \omega_0 t \quad (2.46)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s + Z_0 I_0 \sin \omega_0 t \quad (2.47)$$

onde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$  e  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  representam, respectivamente, a frequência angular de ressonância e a impedância característica do circuito ressonante formado por  $L_r$  e  $C_r$ . Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_c$ . Então, tem-se:

$$I_2 = I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c - V_s}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.48)$$

$$V_{Cr2} = V_c \quad (2.49)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \left( \frac{V_c - V_s}{Z_0 I_0} \right) \quad (2.50)$$

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de desmagnetização linear de  $L_r$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento e a corrente na indutância  $L_r$  continua decrescendo, só que de forma quase linear, pois a capacitância  $C_c$  é muito grande. A tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele a comutação ZVS. A corrente em  $L_r$  inverte de sentido e cresce negativamente através de  $S_2$ . Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr}(t) = \frac{(V_s - V_c)}{L_r} t + I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c - V_s}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.51)$$

$$V_{Cr}(t) = V_c \quad (2.52)$$

O bloqueio do interruptor  $S_2$  é quem determina o final desta etapa. Portanto, tem-se:

$$I_3 = \frac{(V_s - V_c)}{L_r} \Delta t_3 + I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c - V_s}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.53)$$

$$V_{Cr3} = V_c \quad (2.54)$$

$$\Delta t_3 = (1 - D)T_s - \Delta t_4 - \Delta t_2 - \Delta t_1 \quad (2.55)$$

onde  $D$  representa a razão cíclica do conversor que é definida em (2.16).

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - segunda etapa ressonante; descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a corrente através de  $L_r$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , que causará o decréscimo na tensão  $V_{Cr}$ .

A quarta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr}(t) = \frac{(V_c - V_s)}{Z_0} \sin \omega_0 t + I_3 \cos \omega_0 t \quad (2.56)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s + (V_c - V_s) \cos \omega_0 t - Z_0 I_3 \sin \omega_0 t \quad (2.57)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = 0$ . Logo, tem-se:

$$I_4 = \frac{(V_c - V_s)}{Z_0} \text{sen} \omega_0 \Delta t_4 + I_3 \cos \omega_0 \Delta t_4 \quad (2.58)$$

$$V_{Cr4} = 0 \quad (2.59)$$

$$\omega_0 \Delta t_4 = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{-Z_0 I_3}{V_c - V_s} \right] + \cos^{-1} \left[ \frac{-V_s}{\sqrt{(Z_0 I_3)^2 + (V_c - V_s)^2}} \right] \quad (2.60)$$

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de corrente linear em  $L_r$ .

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado para que a comutação ZVS seja obtida. A corrente em  $L_r$  inverte de sentido e cresce através de  $S_1$  até atingir o valor da corrente de carga. Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  é bloqueado e a sexta etapa inicia.

A partir das equações de estado e das condições iniciais, obtém-se:

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_s}{L_r} t + I_4 \quad (2.61)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.62)$$

Esta etapa termina quando  $I_{Lr}(t) = I_0$ . Assim, tem-se:

$$I_5 = I_0 \quad (2.63)$$

$$V_{Cr5} = 0 \quad (2.64)$$

$$\Delta t_5 = L_r \left( \frac{I_0 - I_4}{V_s} \right) \quad (2.65)$$

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de transferência de energia para a carga.

Durante esta etapa, a corrente flui através de  $S_1$  com um valor igual ao valor da corrente de carga, ao passo que a tensão sobre  $C_r$  mantém-se grampeada em zero. A tensão na carga permanece igual à tensão da fonte. Esta etapa continua até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de funcionamento.

A sexta etapa de operação é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \quad (2.66)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.67)$$

E termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Assim, tem-se:

$$I_6 = I_0 \quad (2.68)$$

$$V_{Cr6} = 0 \quad (2.69)$$

$$\Delta t_6 = DT_s - \Delta t_5 \quad (2.70)$$

### 2.3.2 - Característica Externa

Considerando-se a Figura 2.9, na qual é mostrada a forma de onda idealizada da corrente na capacitância de grampeamento ( $C_c$ ) e, sabendo-se que o seu valor médio deve ser igual a zero, pode-se determinar a relação entre a tensão sobre a capacitância de grampeamento e a tensão da fonte como segue:

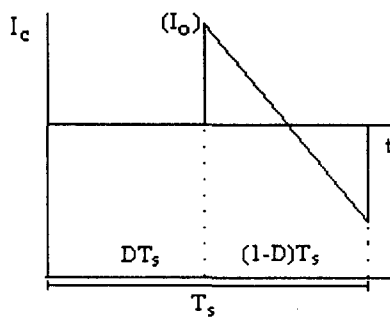


Fig. 2.9 - Corrente na capacitância de grampeamento  $C_c$ .

$$I_{C_c \text{ Médio}} = \int_0^{(1-D)T_s} \left[ \frac{(V_c - V_s)}{L_r} + I_o \right] dt = 0 \quad (2.71)$$

Resolvendo-se a equação (2.71), encontra-se:

$$\beta = \frac{V_c}{V_s} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (2.72)$$

onde  $L_n$  é dada pela expressão (2.36).

Como o comando de  $S_1$  e  $S_2$  é complementar, a tensão média sobre  $S_1$  é dada pela equação (2.74). Assim, tem-se:

$$V_{S_1} = (1-D)V_c \quad (2.73)$$

E, como a soma das tensões médias em uma malha deve ser nula, tem-se:

$$V_0 = V_s - (1-D)V_c \quad (2.74)$$

Dividindo-se a expressão (2.74) por  $V_s$ , tem-se:

$$q = \frac{V_0}{V_s} = 1 - (1-D) \frac{V_c}{V_s} \quad (2.75)$$

Substituindo a equação (2.72) em (2.75), obtém-se:

$$q = D - 2L_n \quad (2.76)$$

Representando-se graficamente o ganho estático em função de " $D$ " e " $L_n$ ", obtém-se a característica externa do conversor conforme mostrado na Figura 2.10.b. Na Figura 2.10.a é mostrado o gráfico da variação da tensão normalizada sobre o capacitor de grampeamento, que é igual à tensão de grampeamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Como se pode observar, neste caso, tanto a tensão de saída quanto a tensão de grampeamento variam quando há variações na carga.

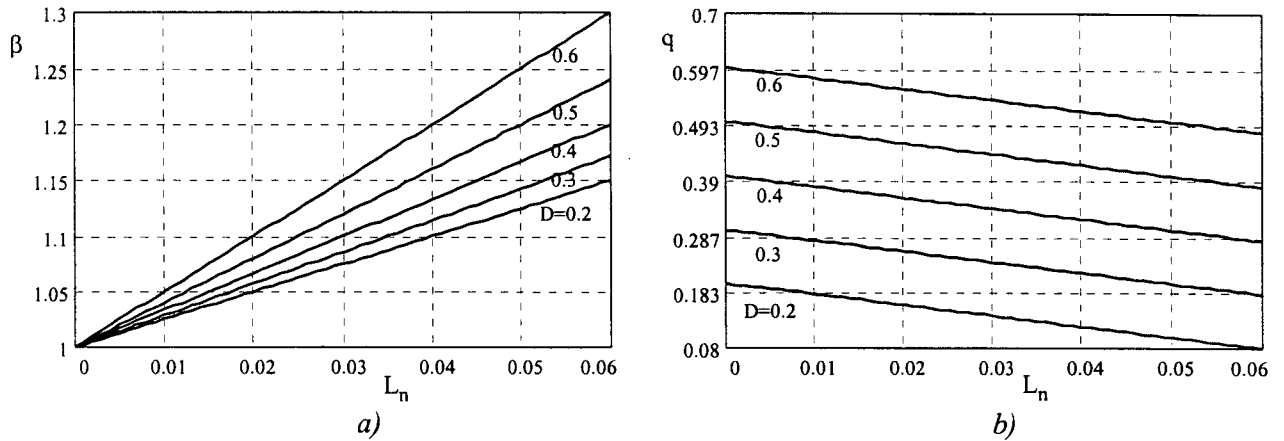


Fig. 2.10 - a) Tensão normalizada em  $C_c$  ( $\beta$ ); - b) característica externa.

## 2.4 - Conversor Buck-buck-boost

Tal quais os dois conversores anteriores, o conversor Buck-buck-boost apresenta o mesmo número de componentes, variando apenas a topologia. A operação é a mesma, ou seja, é mantido o comando complementar com intervalos de tempo morto e a transferência de energia da fonte para a carga ocorre quando o interruptor principal está conduzindo.

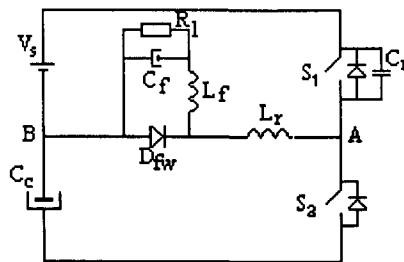


Fig. 2.11 - Conversor Buck buck-boost.

### 2.4.1 - Análise e Descrição das Etapas de Operação

Na Figura 2.12, pode ser vista a seqüência de estágios topológicos assumida pelo conversor durante um período de funcionamento, ao passo que na Figura 2.13 vêem-se as principais formas de onda idealizadas.

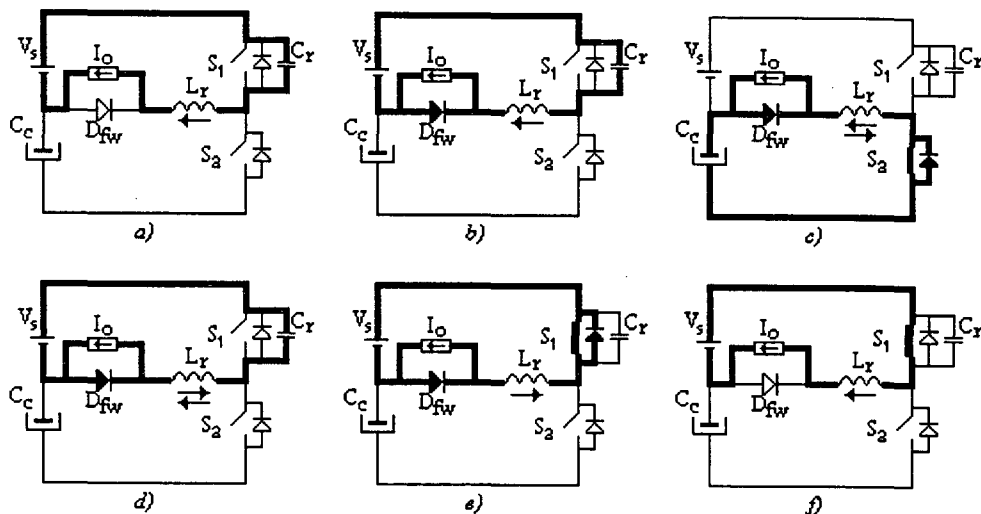


Fig. 2.12 - Sequência de estágios topológicos assumidos pelo conversor durante um período de funcionamento. - a) estágio 1 ( $t_0-t_1$ ); - b) estágio 2 ( $t_1-t_2$ ); - c) estágio 3 ( $t_2-t_3$ ); - d) estágio 4 ( $t_3-t_4$ ); - e) estágio 5 ( $t_4-t_5$ ); - f) estágio 6 ( $t_5-t_6$ ).

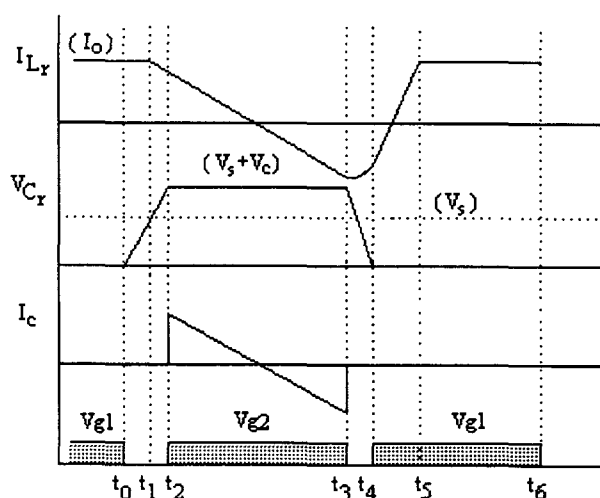


Fig. 2.13 - Principais formas de onda idealizadas.

A partir das Figuras 2.12 e 2.13, pode-se estabelecer uma descrição e uma análise das etapas de operação.

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - carga linear do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_1$  é aberto, a capacitância  $C_r$  carrega-se através da indutância  $L_r$  com corrente constante e igual à corrente da carga. Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual à tensão da fonte ( $V_s$ ). Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa.

A solução das equações de estado resulta nas equações (2.77) e (2.78). Assim, tem-se:



$$I_{Lr}(t) = I_0 \quad (2.77)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_0}{C_r} t \quad (2.78)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_s$ . Então, tem-se:

$$I_1 = I_0 \quad (2.79)$$

$$V_{Cr1} = V_s \quad (2.80)$$

$$\Delta t_1 = \frac{C_r}{I_0} V_s \quad (2.81)$$

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - primeira etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_{fw}$  entra em condução, fazendo com que haja uma oscilação ressonante entre a indutância  $L_r$  e a capacitância  $C_r$ . Durante esta oscilação, a corrente em  $L_r$  decresce e a tensão sobre  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento ( $V_s + V_c$ ). Quando isso ocorre, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa.

A partir das condições iniciais e das equações de estado, obtém-se:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \cos \omega_0 t \quad (2.82)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s + Z_0 I_0 \sin \omega_0 t \quad (2.83)$$

onde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$  e  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  representam, respectivamente, a frequência angular de ressonância e a impedância característica do circuito ressonante formado por  $L_r$  e  $C_r$ . Essa etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_s + V_c$ . Então, tem-se:

$$I_2 = I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.84)$$

$$V_{Cr2} = V_s + V_c \quad (2.85)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right) \quad (2.86)$$

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de desmagnetização linear de  $L_r$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento e a corrente na indutância  $L_r$  continua decrescendo, só que de forma quase linear, pois a capacitância  $C_c$  é muito grande. A tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar

em condução para que se obtenha sobre ele comutação ZVS. A corrente em  $L_r$  inverte de sentido e cresce negativamente através de  $S_2$ . Esta etapa continua até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a abrir, dando início à quarta etapa.

As equações que descrevem essa etapa de operação são:

$$I_{Lr}(t) = \frac{-V_c}{L_r} t + I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.87)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s + V_c \quad (2.88)$$

O bloqueio do interruptor  $S_2$  é quem comanda o final desta etapa. Portanto, tem-se:

$$I_3 = \frac{-V_c}{L_r} \Delta t_3 + I_0 \sqrt{1 - \left( \frac{V_c}{Z_0 I_0} \right)^2} \quad (2.89)$$

$$V_{Cr3} = V_s + V_c \quad (2.90)$$

$$\Delta t_3 = (1 - D)T_s - \Delta t_4 - \Delta t_2 - \Delta t_1 \quad (2.91)$$

onde  $D$  é a razão cíclica do conversor e é definida em (2.16).

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - segunda etapa ressonante; descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a corrente em  $L_r$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , que causará o decréscimo da tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero.

A quarta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_c}{Z_0} \sin \omega_0 t + I_3 \cos \omega_0 t \quad (2.92)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s + V_c \cos \omega_0 t - Z_0 I_3 \sin \omega_0 t \quad (2.93)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = 0$ . Logo, tem-se:

$$I_4 = \frac{V_c}{Z_0} \sin \omega_0 \Delta t_4 + I_3 \cos \omega_0 \Delta t_4 \quad (2.94)$$

$$V_{Cr4} = 0 \quad (2.95)$$

$$\omega_0 \Delta t_4 = \tan^{-1} \left[ \frac{-Z_0 I_3}{V_c} \right] + \cos^{-1} \left[ \frac{-V_s}{\sqrt{(Z_0 I_3)^2 + (V_c)^2}} \right] \quad (2.96)$$

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de corrente linear em  $L_r$ .

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado a conduzir para que a comutação ZVS seja obtida. A

corrente em  $L_r$  inverte de sentido e cresce através de  $S_1$  até atingir o valor da corrente de carga. Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  é bloqueado e a sexta etapa inicia.

A partir das equações de estado e das condições iniciais, obtém-se:

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_s}{L_r} t + I_4 \quad (2.97)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.98)$$

Esta etapa termina quando  $I_{Lr}(t) = I_0$ . Assim, tem-se:

$$I_5 = I_0 \quad (2.99)$$

$$V_{Cr5} = 0 \quad (2.100)$$

$$\Delta t_5 = L_r \left( \frac{I_0 - I_4}{V_s} \right) \quad (2.101)$$

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de transferência de energia para a carga.

Durante esta etapa, a corrente flui através de  $S_1$  com um valor igual ao da corrente de carga, ao passo que a tensão sobre  $C_r$  mantém-se grampeada em zero. A tensão na carga permanece igual à tensão da fonte. Esta etapa continua até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de funcionamento.

A sexta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr}(t) = I_0 \quad (2.102)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.103)$$

E termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Assim, tem-se:

$$I_6 = I_0 \quad (2.104)$$

$$V_{Cr6} = 0 \quad (2.105)$$

$$\Delta t_6 = DT_s - \Delta t_5 \quad (2.106)$$

### 2.4.2 - Característica Externa

Considerando-se a Figura 2.14.a, na qual é mostrada a corrente idealizada que circula através da capacitância de grampeamento ( $C_g$ ) e, sabendo-se que o seu valor médio deve ser igual a zero, pode-se determinar a relação entre a tensão sobre a capacitância de grampeamento e a tensão da fonte como segue:

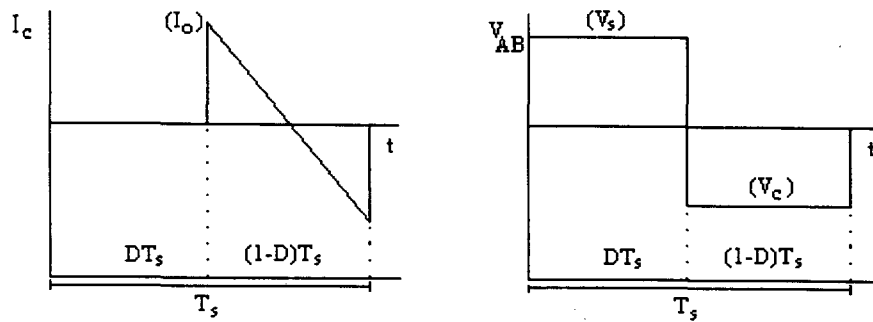


Fig. 2.14 - a) Corrente na capacitância de grampeamento  $C_c$ ; - b) tensão sobre a carga e o indutor ressonante.

$$I_{c_{\text{Médio}}} = \int_0^{(1-D)T_s} \left[ -\frac{V_{C_c}}{L_r} t + I_0 \right] dt = 0 \quad (2.107)$$

Resolvendo-se a equação (2.107), encontra-se:

$$\beta = \frac{V_c}{V_s} = \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (2.108)$$

Através da Figura 2.14.b, pode-se determinar o valor da tensão média entre os pontos A e B mostrados na Figura 2.11. Assim, tem-se:

$$V_0 = V_{AB} = V_s D - (1-D)V_c \quad (2.109)$$

Dividindo-se a expressão (2.109) por  $V_s$ , tem-se:

$$q = \frac{V_0}{V_s} = D - (1-D) \frac{V_c}{V_s} \quad (2.110)$$

Substituindo a equação (2.108) em (2.110), obtém-se:

$$q = D - 2L_n \quad (2.111)$$

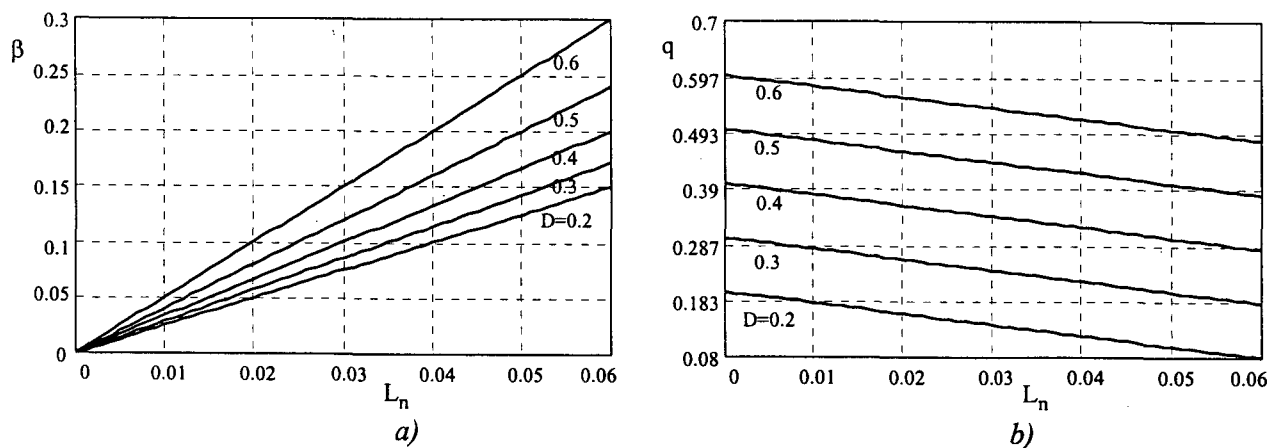


Fig. 2.15 - a) Tensão normalizada em  $C_c$  ( $\beta$ ); - b) característica externa estática do conversor Buck-boost.

Nas Figuras 2.15.a e 2.15.b podem ser vistos, respectivamente, os gráficos da tensão normalizada sobre o capacitor de grampeamento e do ganho estático em função da corrente de carga normalizada.

Como pode ser observado na Figura 2.15, tanto a tensão sobre o capacitor de grampeamento quanto a tensão de saída variam com a carga, ao passo que  $\beta$  cresce e o ganho estático diminui.

A tensão de grampeamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é igual à soma da tensão sobre o capacitor de grampeamento com a tensão de saída, o que resulta em:

$$\frac{V_{pk}}{V_s} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (2.112)$$

Representando-se na forma gráfica a expressão (2.112), obtém-se o ábaco mostrado na Figura 2.16.

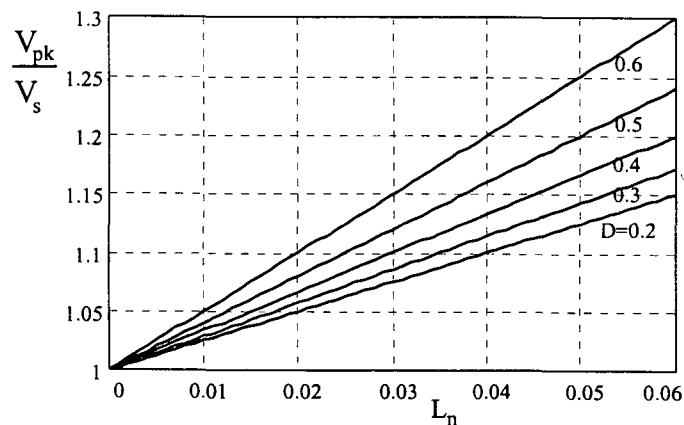


Fig. 2.16 - Tensão de grampeamento dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

Comparando-se as expressões (2.72) com (2.112), pode-se verificar que são iguais e que, portanto, as tensões de grampeamento são iguais nos conversores Buck-boost e Buck-buck-boost. Se a mesma comparação for feita com os ganhos estáticos, verificar-se-á que também são iguais.

## 2.5 - Conversor Buck-cuk

O circuito do conversor Buck-cuk é mostrado na Figura 2.17. O circuito de potência é formado por um interruptor principal ( $S_1$ ), um interruptor auxiliar ( $S_2$ ), um diodo de roda livre ( $D_{fw}$ ), dois capacitores de grampeamento ( $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ ), dois indutores ressonantes ( $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ), um capacitor ressonante ( $C_r$ ) e um filtro de saída. Os interruptores são comandados de forma complementar com um pequeno intervalo de tempo morto no qual ocorrem as comutações. A

transferência de energia da fonte para a carga ocorre quando o interruptor principal está conduzindo. Esse circuito apresenta um capacitor e um indutor a mais que os anteriores.

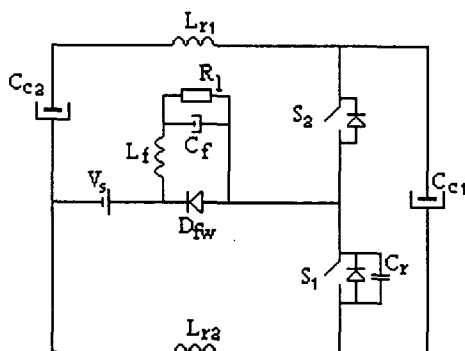


Fig. 2.17 - Conversor Buck-cuk.

### 2.5.1 - Análise e Descrição das Etapas de Operação

Na Figura 2.18 pode ser vista a sequência de estágios topológicos assumida pelo conversor durante um período de funcionamento, ao passo que na Figura 2.19 vêem-se as principais formas de onda idealizadas.

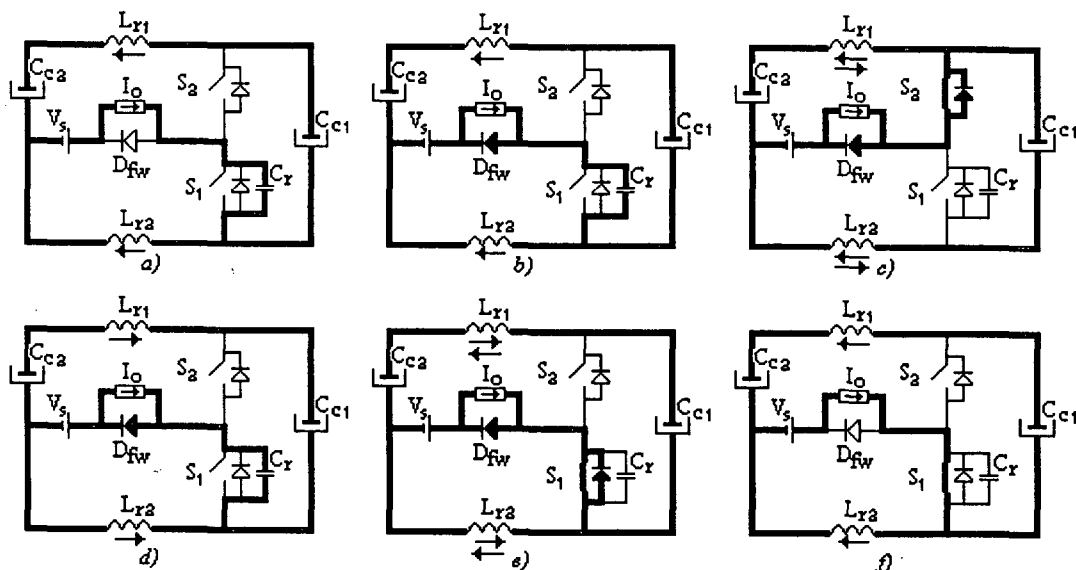


Fig. 2.18 - Sequência de estágios topológicos assumidos pelo conversor durante um período de funcionamento. - a) estágio 1 ( $t_0-t_1$ ); - b) estágio 2 ( $t_1-t_2$ ); - c) estágio 3 ( $t_2-t_3$ ); - d) estágio 4 ( $t_3-t_4$ ); - e) estágio 5 ( $t_4-t_5$ ); - f) estágio 6 ( $t_5-t_6$ ).

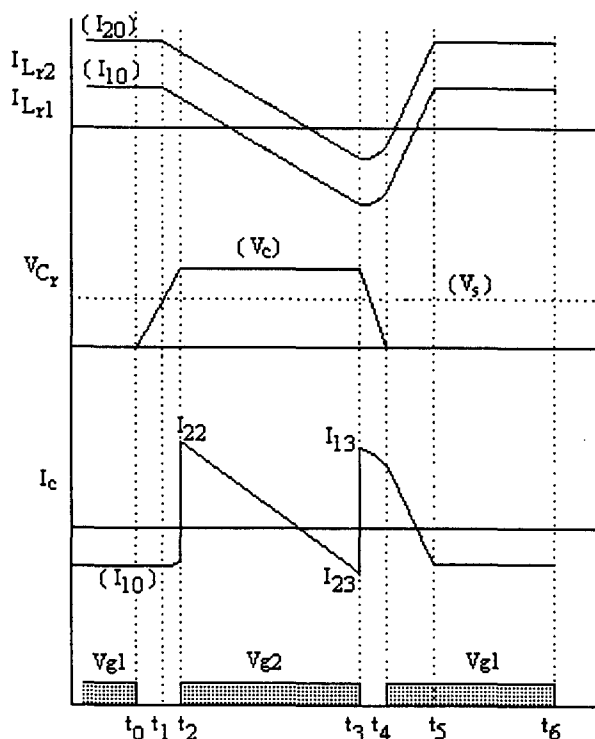


Fig.2.19 - Principais formas de onda idealizadas do conversor .

Como a tensão média sobre as indutâncias deve ser nula em um período de funcionamento, para que o fluxo de energia através delas também o seja e, portanto, a operação seja estável, os valores das tensões sobre as capacitâncias de grampeamento deverão ser iguais. Assim, tem-se:

$$V_{c1} = V_{c2} = V_c \quad (2.113)$$

A partir das Figuras 2.18 e 2.19, pode-se estabelecer uma descrição e uma análise das etapas de operação.

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - carga linear do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado, a capacitância  $C_r$  carrega-se através das indutâncias  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  com corrente constante e igual à corrente da carga. Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual à tensão da fonte ( $V_s$ ). Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa.

A solução das equações de estado para essa etapa resulta em:

$$I_{Lr1}(t) = I_{10} \quad (2.114)$$

$$I_{Lr2}(t) = I_{20} \quad (2.115)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_0}{C_r} t \quad (2.116)$$

onde:

$$I_0 = I_{10} + I_{20} \quad (2.117)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_s$ . Assim, tem-se:

$$I_{11} = I_{10} \quad (2.118)$$

$$I_{21} = I_{20} \quad (2.119)$$

$$\Delta t_1 = \frac{C_r}{I_0} V_s \quad (2.120)$$

onde  $V_c$  representa a tensão sobre a capacitância de grampeamento ( $C_c$ ),  $I_{10}=I_{Lr1}(t_0)$  e  $I_{20}=I_{Lr2}(t_0)$ .

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - primeira etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_{fw}$  entra em condução, fazendo com que haja uma oscilação ressonante entre a capacitância  $C_r$  e a associação em paralelo das indutâncias  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ . Durante essa oscilação, as correntes nas indutâncias decrescem e a tensão sobre  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento, que é igual à tensão  $V_{c1}=V_{c2}=V_c$ . Quando isso ocorre, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa.

A partir das condições iniciais e das equações de estado, obtém-se:

$$I_{Lr1}(t) = I_{10} - \frac{L_r}{L_{r1}} I_0 [1 - \cos \omega_0 t] \quad (2.121)$$

$$I_{Lr2}(t) = I_{20} - \frac{L_r}{L_{r2}} I_0 [1 - \cos \omega_0 t] \quad (2.122)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s + Z_0 I_0 \sin \omega_0 t \quad (2.123)$$

onde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$  e  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  representam, respectivamente, a frequência angular de ressonância e a impedância característica do circuito ressonante formado por  $L_r$  e  $C_r$ , ao passo que  $L_r$  representa a associação em paralelo de  $L_{r1}$  com  $L_{r2}$ , ou seja:

$$L_r = \frac{L_{r1}}{2} = \frac{L_{r2}}{2} \quad (2.124)$$

Esta etapa termina quando  $V_{Cr}(t) = V_c$ . Então, tem-se:

$$I_{12} = I_{10} - \frac{L_r}{L_{r1}} I_0 \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{(V_c - V_s)^2}{Z_0^2 I_0^2}} \right] \quad (2.125)$$



$$I_{22} = I_{20} - \frac{L_r}{L_{r2}} I_0 \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{(V_c - V_s)^2}{Z_0^2 I_0^2}} \right] \quad (2.126)$$

$$\sin \omega_0 \Delta t_2 = \frac{V_c - V_s}{Z_0 I_0} \quad \cos \omega_0 \Delta t_2 = \sqrt{1 - \frac{(V_c - V_s)^2}{Z_0^2 I_0^2}} \quad (2.127)$$

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de desmagnetização linear de  $L_r$ .

Durante a terceira etapa o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento e a soma das correntes nas indutâncias continua decrescendo até zero. A tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele comutação ZVS. A soma das correntes nas indutâncias inverte de sentido e cresce negativamente através de  $S_2$ . Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = \frac{(V_s - V_c)}{L_{r1}} t + I_{12} \quad (2.128)$$

$$I_{Lr2}(t) = \frac{(V_s - V_c)}{L_{r2}} t + I_{22} \quad (2.129)$$

$$V_{Cr}(t) = V_c \quad (2.130)$$

O bloqueio do interruptor  $S_2$  é quem comanda a transição. Portanto, tem-se:

$$\Delta t_3 = (1 - D)T_s - \Delta t_4 - \Delta t_2 - \Delta t_1 \quad (2.131)$$

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - segunda etapa ressonante; descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a soma das correntes através de  $L_r$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , que causará o decréscimo da tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero.

A quarta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr1}(t) = I_{13} + \frac{L_r}{L_{r1}} \frac{(V_c - V_s)}{Z_0} \sin \omega_0 t - \frac{L_r}{L_{r1}} [I_{13} + I_{23}] [1 - \cos \omega_0 t] \quad (2.132)$$

$$I_{Lr2}(t) = I_{23} + \frac{L_r}{L_{r2}} \frac{(V_c - V_s)}{Z_0} \sin \omega_0 t - \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{13} + I_{23}] [1 - \cos \omega_0 t] \quad (2.133)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s + (V_c - V_s) \cos \omega_0 t - Z_0 (I_{13} + I_{23}) \sin \omega_0 t \quad (2.134)$$

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de corrente linear nas indutâncias.

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado para que a comutação ZVS seja obtida. A soma das correntes nas indutâncias inverte seu sentido e cresce através de  $S_1$  até atingir o valor da corrente de carga. Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  é bloqueado e a sexta etapa inicia.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = -\frac{V_s}{L_{r1}}t + I_{14} \quad (2.135)$$

$$I_{Lr2}(t) = -\frac{V_s}{L_{r2}}t + I_{24} \quad (2.136)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.137)$$

Esta etapa termina quando  $I_{Lr1}(t) + I_{Lr2}(t) = I_0$ . Assim, tem-se:

$$\omega_0 \Delta t_5 = \frac{Z_0}{V_s} [(I_{14} + I_{24}) - I_0] \quad (2.138)$$

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de transferência de energia para a carga.

Durante esta etapa, a corrente flui através de  $S_1$  com um valor igual ao da corrente de carga, ao passo que a tensão sobre  $C_r$  mantém-se grampeada em zero e a tensão na carga permanece igual à tensão da fonte. Esta etapa continua até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de funcionamento.

A sexta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr1}(t) = I_{10} \quad (2.139)$$

$$I_{Lr2}(t) = I_{20} \quad (2.140)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.141)$$

E termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Assim, tem-se:

$$\Delta t_6 = DT_s - \Delta t_5 \quad (2.142)$$

### 2.5.2 - Característica Externa

Como as correntes médias através de  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  são nulas, a corrente média no interruptor  $S_2$  também deverá ser, já que é igual à soma das correntes médias nas capacitâncias. Então, considerando-se a Figura 2.20 e fazendo-se a corrente através de  $S_2$  igual a zero, tem-se:

$$I_{S2_{\text{Médio}}} = \int_0^{(1-D)T_s} \left[ \frac{(V_c - V_s)}{L_r} t - I_0 \right] dt = 0 \quad (2.143)$$

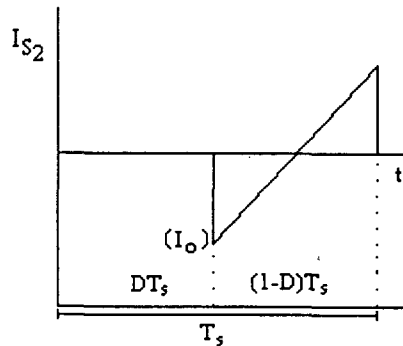


Fig. 2.20 - Corrente no interruptor  $S_2$ .

Resolvendo-se a equação (2.143), obtém-se:

$$\beta = \frac{V_c}{V_s} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (2.144)$$

A relação entre as tensões sobre a capacitância de grampeamento e da fonte ( $\beta$ ), representada na forma gráfica, é mostrada na Figura 2.21.a.

Como o comando é complementar, observando-se o circuito da etapa de potência do conversor, pode-se concluir que:

$$\frac{V_{S1}}{V_{c1}} = \frac{V_{S1}}{V_c} = (1-D) \quad (2.145)$$

E, sabendo-se que a corrente média através dos indutores é igual a zero em um período de funcionamento, tem-se:

$$V_0 = V_s - (1-D)V_c \quad (2.146)$$

Dividindo-se a equação (2.146) por  $V_s$  e substituindo (2.144), tem-se:

$$q = D - 2L_n \quad (2.147)$$

Na Figura 2.21 (itens a e b) podem ser vistos, respectivamente, os gráficos da tensão normalizada sobre o capacitor de grampeamento e do ganho estático em função da variação da corrente de carga.

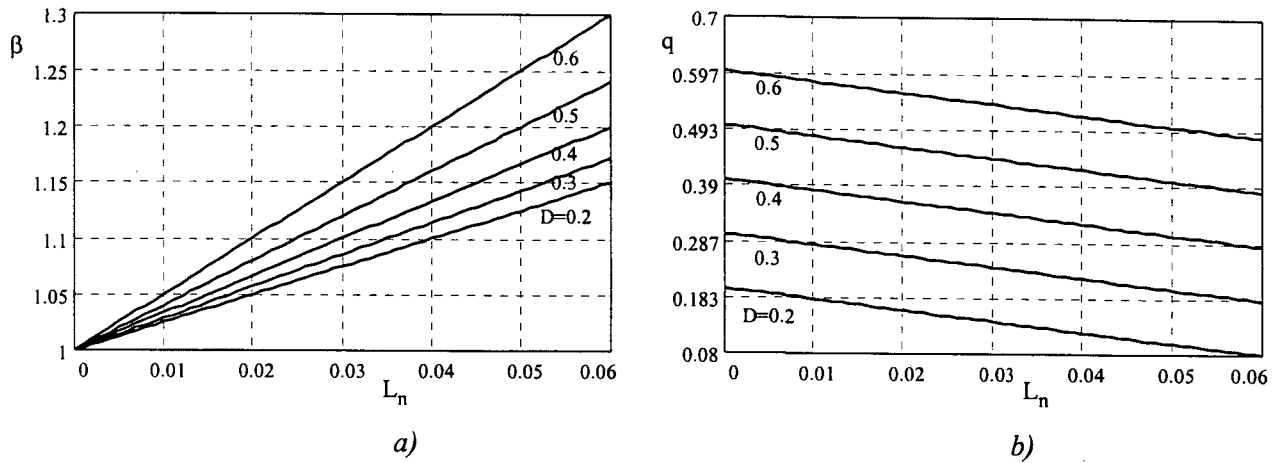


Fig. 2.21 - a) Tensão normalizada em  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  ( $\beta$ ); - b) característica externa estática.

A tensão de grameamento dos interruptores, da mesma forma que no conversor Buck-boost, é igual à tensão sobre os capacitores de grameamento, podendo, então, ser representada pelo gráfico da Figura 2.21.a. Esse conversor apresenta o mesmo comportamento, quanto à característica externa e às tensões de grameamento nos interruptores comandáveis, que os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost.

## 2.6 - Conversor Buck-sepic

O circuito do conversor Buck-sepic é mostrado na Figura 2.22. O circuito de potência, da mesma forma que o anterior, é formado por um interruptor principal ( $S_1$ ), um interruptor auxiliar ( $S_2$ ), um diodo de roda livre ( $D_{fw}$ ), dois capacitores de grameamento ( $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ ), dois indutores ressonantes ( $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ), um capacitor ressonante ( $C_r$ ) e um filtro de saída. Os interruptores são comandados de forma complementar com um pequeno intervalo de tempo morto no qual ocorrem as comutações. A transferência de energia da fonte para a carga ocorre quando o interruptor principal está conduzindo.

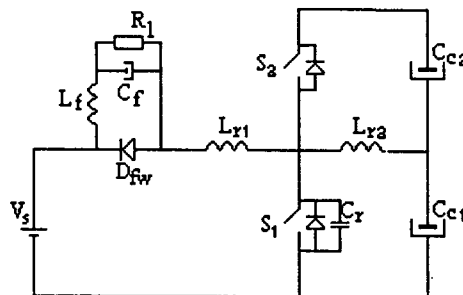


Fig. 2.22 - Conversor Buck-sepic.

### 2.6.1 - Análise e Descrição das Etapas de Operação

Na Figura 2.23 pode ser vista a sequência de estágios topológicos assumida pelo conversor durante um período de funcionamento, ao passo que na Figura 2.24 vêem-se as principais formas de onda idealizadas.

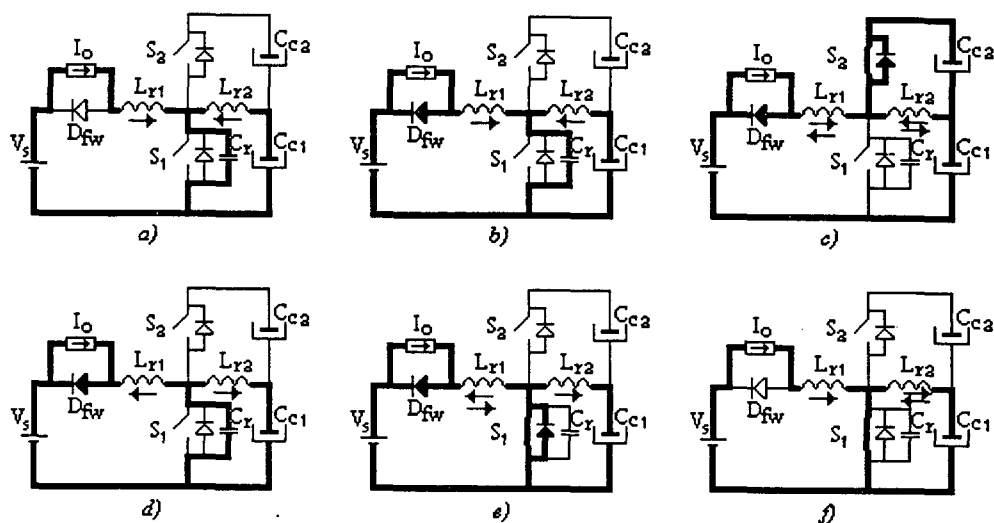


Fig. 2.23 - Sequência de estágios topológicos assumidos pelo conversor durante um período de funcionamento. - a) estágio 1 ( $t_0-t_1$ ); - b) estágio 2 ( $t_1-t_2$ ); - c) estágio 3 ( $t_2-t_3$ ); - d) estágio 4 ( $t_3-t_4$ ); - e) estágio 5 ( $t_4-t_5$ ); - f) estágio 6 ( $t_5-t_6$ ).

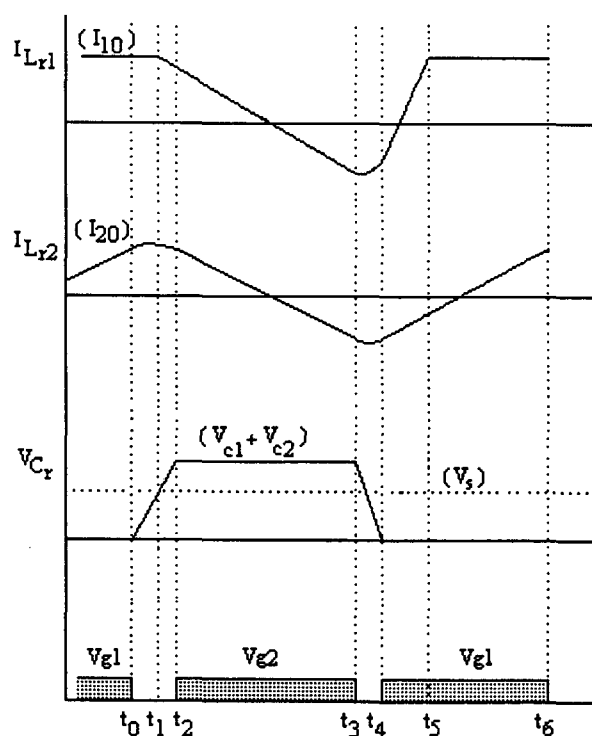


Fig. 2.24 - Principais formas de onda idealizadas do conversor.

A partir das Figuras 2.23 e 2.24, pode-se estabelecer uma descrição e uma análise das etapas de operação.

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - primeira etapa ressonante.

Quando o interruptor  $S_1$  é aberto, a capacitância  $C_r$  carrega-se com uma corrente igual à soma de  $I_0$  com a corrente na indutância  $L_{r2}$ . Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual ao da tensão da fonte ( $V_s$ ). Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa.

A solução das equações de estado para esta etapa resulta nas equações (2.148), (2.149) e (2.150). Assim, tem-se:

$$I_{Lr1}(t) = I_0 \quad (2.148)$$

$$I_{Lr2}(t) = \frac{V_{cl}}{\sqrt{L_{r2}/C_r}} \operatorname{sen} \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} + [I_{20} + I_0] \cos \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} - I_0 \quad (2.149)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{cl} - V_{cl} \cos \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} + \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} [I_{20} + I_0] \operatorname{sen} \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} \quad (2.150)$$

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - segunda etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_{fw}$  entra em condução, o que obriga a indutância  $L_{r2}$  a fazer parte do circuito ressonante formado por  $L_{r1}$  e a capacitância  $C_r$ . Durante essa oscilação, as correntes nas indutâncias decrescem e a tensão sobre  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento, que é igual à soma das tensões sobre as capacitâncias  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ . Quando isso ocorre, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = \left[ \frac{V_s - V_{cl}}{L_{r1} + L_{r2}} \right] t - \frac{L_r}{L_{r1}} [I_{11} + I_{21}] - \left[ V_{Cr}(0) - \frac{(L_{r2}V_s + L_{r1}V_{cl})}{L_{r1} + L_{r2}} \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r1}} \operatorname{sen} \omega_0 t + \frac{L_r}{L_{r1}} [I_{11} + I_{21}] \cos \omega_0 t \quad (2.151)$$

$$I_{Lr2}(t) = \left[ \frac{V_{cl} - V_s}{L_{r1} + L_{r2}} \right] t - \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{11} + I_{21}] - \left[ V_{Cr}(0) - \frac{(L_{r2}V_s + L_{r1}V_{cl})}{L_{r1} + L_{r2}} \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r2}} \operatorname{sen} \omega_0 t + \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{11} + I_{21}] \cos \omega_0 t \quad (2.152)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{(L_{r2}V_s + L_{r1}V_{cl})}{L_{r1} + L_{r2}} + \left[ V_{Cr}(t_1) - \frac{(L_{r2}V_s + L_{r2}V_{cl})}{L_{r1} + L_{r2}} \right] \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} [I_{11} + I_{21}] \operatorname{sen} \omega_0 t \quad (2.153)$$

onde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$  e  $L_r = \frac{L_{r1} L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}}$ .

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de corrente linear em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento ( $V_{c1} + V_{c2}$ ), ao passo que as correntes nas indutâncias  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  decrescem até zero. A tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele comutação ZVS. As correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  invertem de sentido e crescem negativamente. Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = \frac{V_s - (V_{c1} + V_{c2})}{L_{r1}} t + I_{12} \quad (2.154)$$

$$I_{Lr2}(t) = -\frac{V_{c2}}{L_{r2}} t + I_{22} \quad (2.155)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{c1} + V_s \quad (2.156)$$

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - terceira etapa ressonante; descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a soma das correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , o que causará o decréscimo na tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero.

A quarta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr1}(t) = \left[ \frac{V_s - V_{c1}}{L_{r1} + L_{r2}} \right] t - \frac{L_r}{L_{r1}} [I_{13} + I_{23}] - \left[ V_{Cr}(t_3) - \frac{(L_{r2}V_s + L_{r1}V_{c1})}{L_{r1} + L_{r2}} \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r1}} \sin \omega_0 t + \frac{L_r}{L_{r1}} [I_{13} + I_{23}] \cos \omega_0 t \quad (2.157)$$

$$I_{Lr2}(t) = \left[ \frac{V_{c1} - V_s}{L_{r1} + L_{r2}} \right] t - \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{13} + I_{23}] - \left[ V_{Cr}(t_3) - \frac{(L_{r2}V_s + L_{r1}V_{c1})}{L_{r1} + L_{r2}} \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r2}} \sin \omega_0 t + \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{13} + I_{23}] \cos \omega_0 t \quad (2.158)$$

$$V_{Cr}(t) = \frac{(L_{r2}V_s + L_{r1}V_{c1})}{L_{r1} + L_{r2}} + \left[ V_{Cr}(t_3) - \frac{(L_{r2}V_s + L_{r1}V_{c1})}{L_{r1} + L_{r2}} \right] \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} [I_{13} + I_{23}] \sin \omega_0 t \quad (2.159)$$

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de desmagnetização dos indutores.

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado a conduzir para que a comutação ZVS seja obtida. A corrente em  $L_{r1}$  inverte de sentido, ao passo que a corrente em  $L_{r2}$  continua decrescendo no

mesmo sentido. Essa etapa permanece até que a corrente em  $L_{r1}$  atinja o valor da corrente de carga. Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  é bloqueado, dando início à sexta etapa.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = -\frac{V_s}{L_{r1}}t + I_{14} \quad (2.160)$$

$$I_{Lr2}(t) = -\frac{V_{c1}}{L_{r2}}t + I_{24} \quad (2.161)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.162)$$

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de transferência de energia para a carga.

Durante esta etapa, a corrente flui totalmente através de  $L_{r1}$ , a tensão sobre  $C_r$  mantém-se grampeada em zero e a tensão na carga permanece igual à tensão da fonte. A corrente na indutância  $L_{r2}$  inverte de sentido tornando a magnetizá-la novamente. Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de funcionamento.

A sexta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr1}(t) = I_0 \quad (2.163)$$

$$I_{Lr2}(t) = \frac{V_{c1}}{L_{r2}}t + I_{25} \quad (2.164)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.165)$$

Esta etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Assim, tem-se:

$$\Delta t_6 = DT_s - \Delta t_5 \quad (2.166)$$

### 2.6.2 - Característica Externa

Analisando-se as relações entre os valores médios de tensão e corrente no circuito mostrado na Figura 2.22 e, considerando-se que o circuito formado pelas capacitâncias  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ , pelos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e pelo indutor  $L_{r2}$  formam um conversor buck-boost PWM, pode-se concluir que a tensão média sobre  $C_{c1}$  se relaciona com a tensão média sobre  $C_{c2}$  através da equação (2.167).

$$\frac{V_{c1}}{V_{c2}} = \frac{(1-D)}{D} \quad (2.167)$$



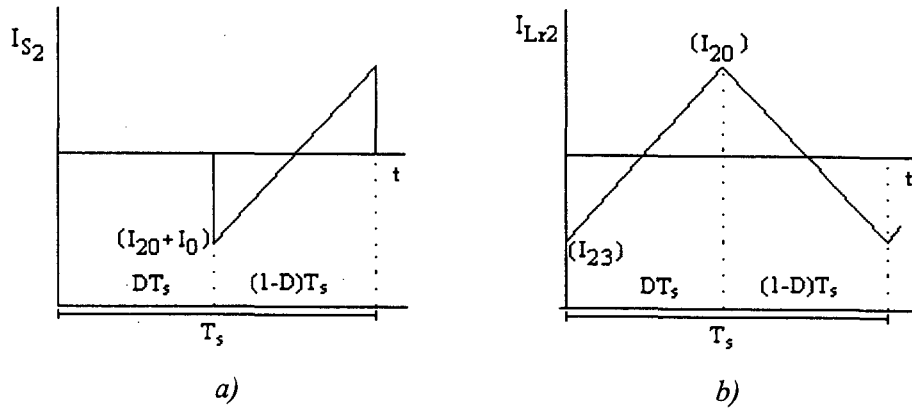


Fig. 2.25 - a) Corrente no interruptor  $S_2$ ; - b) corrente na indutância  $L_{r2}$ .

Como as correntes médias em  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  são nulas, as correntes médias no interruptor  $S_2$  e no indutor  $L_{r2}$  também o serão. Portanto, considerando-se a Figura 2.25.b, e, fazendo-se a corrente média em  $L_{r2}$  igual a zero, tem-se:

$$\int_0^{DT_s} \left[ \frac{V_{c1}}{L_{r2}} t + I_{23} \right] dt + \int_0^{(1-D)T_s} \left[ -\frac{V_{c2}}{L_{r2}} t + I_{20} \right] dt = 0 \quad (2.168)$$

Resolvendo-se (2.168) e substituindo (2.167), obtém-se:

$$I_{20} = \frac{V_{c2}}{L_{r2}} \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (2.169)$$

Considerando-se agora a Figura 2.25.a, pode-se calcular o valor da corrente média no interruptor  $S_2$  e igualar a zero. Então, tem-se:

$$I_{S2 \text{ Médio}} = \int_0^{(1-D)T_s} \left\{ \left[ \frac{V_{c2}}{L_{r2}} - \frac{(V_s - V_{c1} - V_{c2})}{L_{r1}} \right] t - [I_{20} + I_0] \right\} dt = 0 \quad (2.170)$$

Resolvendo-se a equação (2.170), obtém-se:

$$\beta = \frac{V_{c2}}{V_s} = D \left[ 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \right] \quad (2.171)$$

A relação entre as tensões sobre a capacitância de grampeamento  $C_{c2}$  e sobre a fonte ( $\beta$ ), representada na forma gráfica, é mostrada na Figura 2.26.a.

Como a tensão média em  $L_{r2}$  deve ser igual a zero, a tensão média em  $S_1$  será igual à tensão média em  $C_{c1}$ . Então, pode-se escrever que:

$$V_0 = V_s + V_{c1} = V_0 + \frac{(1-D)}{D} V_{c2} \quad (2.172)$$

Dividindo-se a equação (2.172) por  $V_s$  e substituindo (2.171), obtém-se:

$$q = D - 2L_n \quad (2.173)$$

Na Figura 2.26 (itens a e b) podem ser vistos, respectivamente, os gráficos da tensão normalizada sobre os capacitores de grampeamento e do ganho estático em função da variação da corrente de carga.

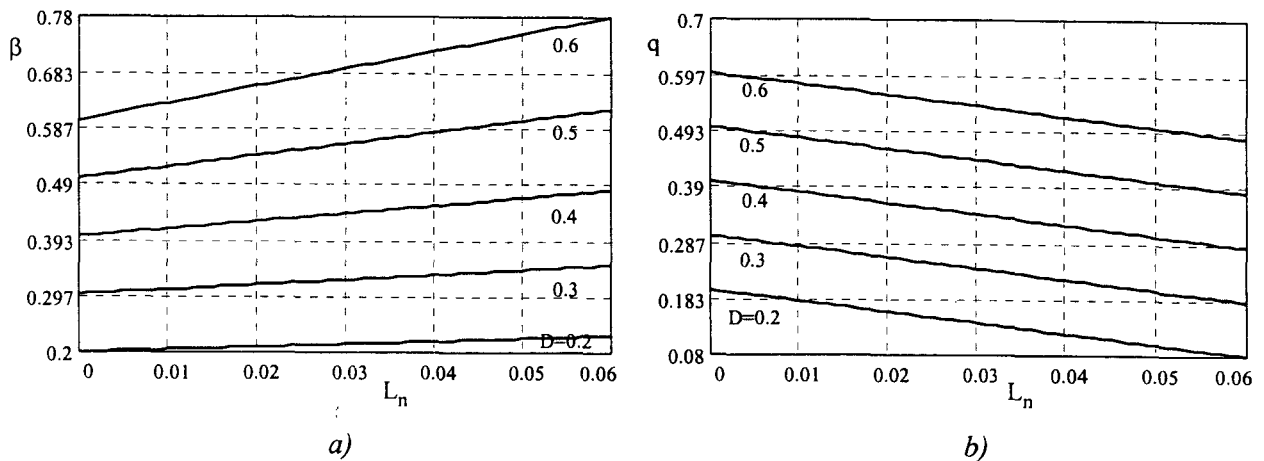


Fig. 2.26 - a) Tensão normalizada em  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  ( $\beta$ ); - b) característica externa estática.

A tensão de grampeamento sobre os interruptores comandáveis é dada por:

$$\frac{V_{pk}}{V_s} = \frac{V_{c1}}{V_s} + \frac{V_{c2}}{V_s} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (2.173)$$

Comparando a equação (2.173) com as equações que exprimem as tensões de grampeamento nos interruptores comandáveis dos conversores Buck-boost, Buck-buck-boost e Buck-cuk, verifica-se que são todas iguais. O mesmo acontece com as equações do ganho estático de tensão, ou seja, os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic apresentam um comportamento idêntico tanto quanto ao ganho estático quanto à tensão de grampeamento sobre os interruptores comandáveis.

## 2.7 - Conversor Buck-zeta

O circuito do conversor Buck-zeta é mostrado na Figura 2.27 e, da mesma forma que no caso anterior, é formado por um interruptor principal ( $S_1$ ), um interruptor auxiliar ( $S_2$ ), um diodo de roda livre ( $D_{fw}$ ), dois capacitores de grampeamento ( $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ ), dois indutores ressonantes ( $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ), um capacitor ressonante ( $C_r$ ) e um filtro de saída. Os interruptores são comandados de forma complementar com um pequeno intervalo de tempo morto no qual ocorrem as comutações. A transferência de energia da fonte para a carga ocorre quando o interruptor principal está conduzindo.

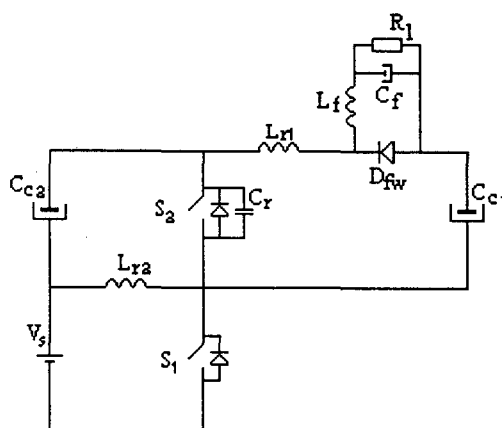


Fig. 2.27 - Conversor Buck-zeta.

### 2.7.1 - Análise e Descrição das Etapas de Operação

Na Figura 2.28 pode ser vista a sequência de estágios topológicos assumida pelo conversor durante um período de funcionamento, ao passo que na Figura 2.29 vêem-se as principais formas de onda idealizadas.

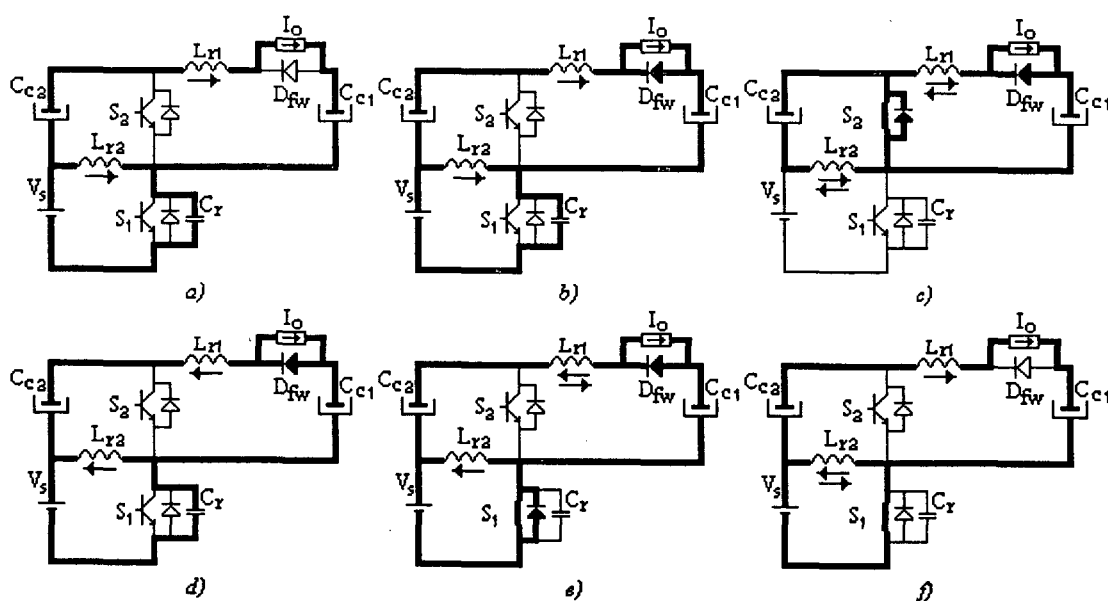


Fig. 2.28 - Sequência de estágios topológicos assumidos pelo conversor durante um período de funcionamento. - a) estágio 1 ( $t_0-t_1$ ); - b) estágio 2 ( $t_1-t_2$ ); - c) estágio 3 ( $t_2-t_3$ ); - d) estágio 4 ( $t_3-t_4$ ); - e) estágio 5 ( $t_4-t_5$ ); - f) estágio 6 ( $t_5-t_6$ ).

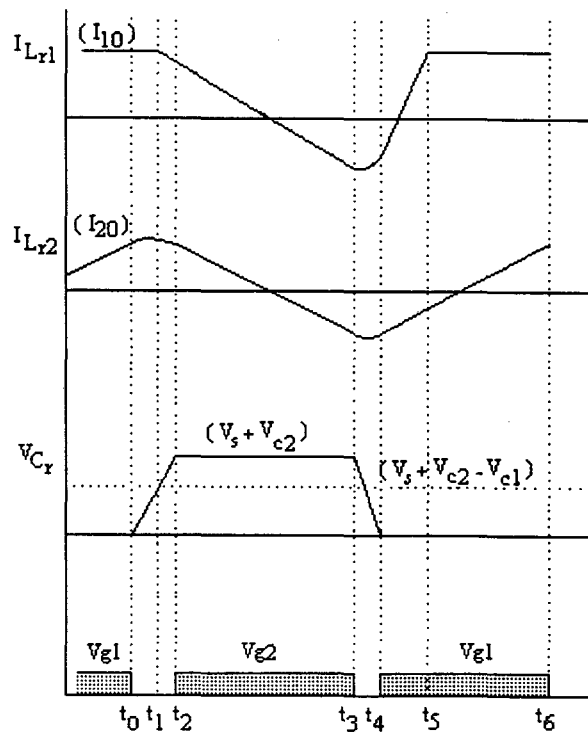


Fig.2.29 - Principais formas de onda idealizadas.

A partir das Figuras 2.28 e 2.29 pode-se estabelecer uma descrição e uma análise das etapas de operação do conversor.

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - primeira etapa ressonante.

Quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado, a capacitância  $C_r$  carrega-se com uma corrente igual à soma de  $I_0$  com a corrente ressonante na indutância  $L_{r2}$ . Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual ao somatório das tensões da fonte com  $V_{c2}$  e  $-V_{c1}$  ( $V_s + V_{c2} - V_{c1}$ ). Quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa.

A solução das equações de estado para esta etapa resulta nas equações (2.174), (2.175) e (2.176). Assim, tem-se:

$$I_{Lr1}(t) = I_0 \quad (2.174)$$

$$I_{Lr2}(t) = \frac{V_s}{\sqrt{L_{r2}/C_r}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} + [I_{20} + I_0] \cos \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} - I_0 \quad (2.175)$$

$$V_{Cr}(t) = V_s - V_s \cos \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} + \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} [I_{20} + I_0] \sin \frac{t}{\sqrt{L_{r2}C_r}} \quad (2.176)$$

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - segunda etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_{fw}$  entra em condução, o que obriga a indutância  $L_{r2}$  a fazer parte do circuito ressonante formado por  $L_{r1}$  e a capacitância  $C_r$ . Durante

essa oscilação, as correntes nas indutâncias decrescem e a tensão sobre  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento, que é igual à soma da tensão da fonte com  $V_{c2}$ . Quando isso ocorre, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa.

As equações que descrevem essa etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = \left\{ \frac{(V_s + V_{c2} - V_{Ccl})}{L_{r1}} - \frac{L_r}{L_{r1}} \left[ \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{r2} - V_{Cr1})}{L_{r1}} \right] \right\} t + I_{11} - \frac{L_r}{L_{r1}} [I_{11} + I_{21}] - \left[ V_{Cr}(t_1) - L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r1}} \text{sen} \omega_0 t + \frac{L}{L_{r1}} [I_{11} + I_{21}] \cos \omega_0 t \quad (2.177)$$

$$I_{Lr2}(t) = \left\{ \frac{V_s}{L_{r2}} - \frac{L_r}{L_{r2}} \left[ \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right] \right\} t + I_{21} - \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{11} + I_{21}] - \left[ V_{Cr}(t_1) - L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r2}} \text{sen} \omega_0 t + \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{11} + I_{21}] \cos \omega_0 t \quad (2.178)$$

$$V_{Cr}(t) = L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) + \left[ V_{Cr}(t_1) - L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) \right] \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} [I_{11} + I_{21}] \text{sen} \omega_0 t \quad (2.179)$$

onde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$  e  $L_r = \frac{L_{r1} L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}}$ .

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de corrente linear em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento ( $V_s + V_{c2}$ ), ao passo que as correntes nas indutâncias  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  decrescem até zero. Durante esta etapa, a tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele a comutação ZVS. As correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  invertem de sentido e crescem negativamente. Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa de operação.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = -\frac{V_{cl}}{L_{r1}} t + I_{12} \quad (2.180)$$

$$I_{Lr2}(t) = -\frac{V_{c2}}{L_{r2}} t + I_{22} \quad (2.181)$$

$$V_{Cr}(t) = V_{c2} + V_s \quad (2.182)$$

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - terceira etapa ressonante; descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a soma das correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , que causará o decréscimo da tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero.

A quarta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr1}(t) = \left\{ \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} - \frac{L_r}{L_{r1}} \left[ \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right] \right\} t + I_{13} - \frac{L}{L_{r1}} [I_{13} + I_{23}] - \left[ V_{Cr}(t_3) - L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r1}} \sin \omega_0 t + \frac{L_r}{L_{r1}} [I_{13} + I_{23}] \cos \omega_0 t \quad (2.183)$$

$$I_{Lr2}(t) = \left\{ \frac{V_s}{L_{r2}} - \frac{L_r}{L_{r2}} \left[ \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right] \right\} t + I_{23} - \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{13} + I_{23}] - \left[ V_{Cr}(t_3) - L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) \right] \frac{\sqrt{L_r C_r}}{L_{r2}} \sin \omega_0 t + \frac{L_r}{L_{r2}} [I_{13} + I_{23}] \cos \omega_0 t \quad (2.184)$$

$$I_{Lr2}(t) = L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) + \left[ V_{Cr}(t_3) - L_r \left( \frac{V_s}{L_{r2}} + \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} \right) \right] \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} [I_{13} + I_{23}] \sin \omega_0 t \quad (2.185)$$

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de desmagnetização dos indutores.

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado a conduzir para que a comutação ZVS seja obtida. A corrente em  $L_{r1}$  inverte de sentido, ao passo que a corrente em  $L_{r2}$  continua decrescendo no mesmo sentido. Esta etapa permanece até que a corrente em  $L_{r1}$  atinja o valor da corrente de carga; quando isso ocorre, o diodo  $D_{fw}$  é bloqueado, iniciando a sexta etapa.

As equações que descrevem esta etapa são:

$$I_{Lr1}(t) = \frac{(V_s + V_{c2} - V_{cl})}{L_{r1}} t + I_{14} \quad (2.186)$$

$$I_{Lr2}(t) = \frac{V_s}{L_{r2}} t + I_{24} \quad (2.187)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.188)$$

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de transferência de energia para a carga.

Durante esta etapa, a corrente de carga flui totalmente através de  $L_{r1}$ , a tensão sobre  $C_r$  mantém-se grampeada em zero e a tensão na carga é igual ao somatório da tensão da fonte com  $V_{c2}$  e  $-V_{c1}$  ( $V_s + V_{c2} - V_{c1}$ ). A corrente, através da indutância  $L_{r2}$ , inverte de sentido, tornando a magnetizá-la novamente. Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de chaveamento.

A sexta etapa é descrita pelas seguintes equações:

$$I_{Lr1}(t) = I_0 \quad (2.189)$$

$$I_{Lr2}(t) = \frac{V_s}{L_{r2}} t + I_{25} \quad (2.190)$$

$$V_{Cr}(t) = 0 \quad (2.191)$$

Esta etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Assim, tem-se:

$$\Delta t_6 = DT_s - \Delta t_5 \quad (2.192)$$

## 2.7.2 - Característica Externa

Analisando-se as relações entre os valores médios de corrente e tensão no circuito mostrado na Figura 2.27 e, considerando-se que o circuito formado pela fonte  $V_s$ , pela capacitância  $C_{c2}$ , pelos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e pelo indutor  $L_{r2}$  formam um conversor buck-boost PWM, pode-se concluir que a tensão média sobre  $C_{c2}$  se relaciona com a tensão  $V_s$  através da equação (2.193).

$$\frac{V_{c2}}{V_s} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.193)$$

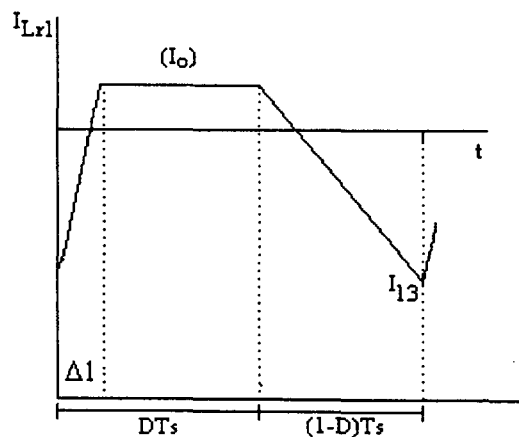


Fig. 2.30 - Corrente na indutância  $L_{r1}$ .

Como os valores médios das correntes que circulam através de  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  são nulos, as correntes médias no interruptor  $S_2$  e no indutor  $L_{r1}$  também o serão. Assim, considerando-se a Figura 2.30, e, fazendo a corrente média em  $L_{r1}$  igual a zero, tem-se:

$$\int_0^{\Delta l} \left[ -\frac{(V_{c1} - V_{c2} - V_s)}{L_{r1}} t + I_{13} \right] dt + \int_0^{(DT_s - \Delta l)} I_0 dt + \int_0^{(1-D)T_s} \left[ -\frac{V_{c1}}{L_{r1}} t + I_0 \right] dt = 0 \quad (2.194)$$

onde:

$$\Delta l = \frac{L_{r1}(I_0 - I_{13})}{(V_{c2} - V_{c1} + V_s)} \quad (2.195)$$

e,

$$I_{13} = -\frac{V_{c1}}{L_{r1}}(1-D)T_s + I_0 \quad (2.196)$$

Resolvendo-se a equação (2.194) e substituindo-se (2.195) e (2.196), obtém-se:

$$\beta = \frac{V_{c1}}{V_s} = \frac{2L_n}{(1-D)[2L_n + (1-D)]} \quad (2.197)$$

onde, neste caso,  $L_n$  é definido em função de  $L_{r1}$ . Assim, tem-se:

$$L_n = L_{r1} \frac{I_0}{V_s T_s} \quad (2.198)$$

O gráfico da tensão  $V_{c1}$  normalizada é mostrado na Figura 2.31.a, através do qual se pode verificar que essa tensão aumenta tanto com a razão cíclica quanto com a carga.

Como a tensão média nos indutores deve ser igual a zero, a tensão média na carga será igual à equação (2.199). Assim, tem-se:

$$V_0 = V_{c2} - V_{c1} \quad (2.199)$$

Dividindo a equação (2.199) por  $V_s$  e substituindo (2.193), obtém-se:

$$q = \frac{D}{(1-D)} - \beta \quad (2.200)$$

Substituindo-se (2.197) em (2.200), tem-se:

$$q = \frac{D}{(1-D)} - \frac{2L_n}{(1-D)[2L_n + (1-D)]} \quad (2.201)$$

Na Figura 2.31 (itens a e b) podem ser vistos, respectivamente, os gráficos da tensão normalizada sobre os capacitores de grampeamento e do ganho estático em função da variação da corrente de carga.



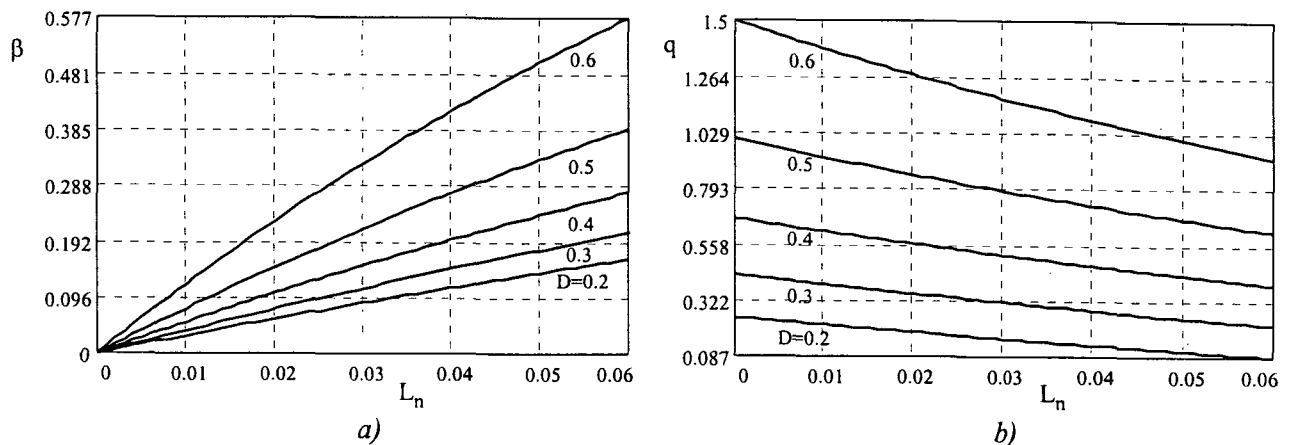


Fig. 2.31 - a) Tensão normalizada em  $C_{c1}$  ( $\beta$ ); - b) característica externa estática.

Como se pode verificar, através da característica externa, o comportamento do conversor Buck-zeta é diferente do comportamento dos outros conversores Buck no tocante à transferência de potência, ou seja, para determinados valores de carga e razão cíclica, o ganho estático torna-se maior do que um, o que contradiz a característica de transferência de potência do tipo buck (rebaixador de tensão). Isso ocorre porque a carga do capacitor de grampeamento  $C_{c2}$  se dá através de um mecanismo Buck-boost e, portanto, para razões cíclicas maiores que 0.5, a tensão sobre esse capacitor será maior que a tensão da fonte. Então, se a carga for suficientemente baixa, de forma que a tensão sobre  $C_{c1}$  também o seja, e a razão cíclica for maior que 0.5, a tensão na carga será maior que a tensão da fonte, já que  $V_0 = V_{c2} - V_{c1}$ , o que caracteriza uma operação no modo boost (elevador de tensão).

A tensão de grampeamento sobre os interruptores comandáveis é igual à tensão da fonte mais a tensão sobre  $C_{c2}$ , o que implica uma dependência bastante forte da razão cíclica na medida em que, para razões cíclicas maiores que 0.5, essa tensão pode atingir valores maiores que o dobro da tensão da fonte.

## 2.8 - Análise da Comutação

Em função das muitas semelhanças existentes entre os conversores, a análise da comutação é realizada de forma agrupada.

Devido à presença da capacitância  $C_r$ , os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são bloqueados com tensão nula e, portanto, sem perdas (comutação ZVS). Entretanto, esses interruptores somente entrarão em condução de forma não-dissipativa (com tensão nula), se houver energia suficiente armazenada na indutância  $L_r$  para descarregar completamente a capacitância  $C_r$ . Assim sendo, torna-se necessário, então, carregar-se a capacitância  $C_r$  desde  $V_s$  até a tensão de grampeamento

em  $t=t_1$  e em  $t=t_3$  descarregar-se completamente  $C_r$ . Dentre essas etapas, a mais difícil é a descarga de  $C_r$  porque a quantidade de energia envolvida é maior. Então, se for assegurada a descarga de  $C_r$  em  $t=t_3$ , automaticamente, a carga em  $t=t_1$  também o será.

Assim, considerando-se a relação de energia armazenada em  $L_r$  e  $C_r$  para  $t=t_3$ , tem-se:

$$E_{Lr3} = \frac{1}{2} L_r I_3^2 > E_{Cr3} = \frac{1}{2} C_r V_{Cr}^2 \quad (2.202)$$

Essa relação aplicada a cada conversor resulta em:

- **Buck-buck**

$$\frac{Z_0 I_3}{V_s} \geq 1 \quad (2.203)$$

Considerando-se  $I_{Lr}(t_2)=I_2=I_0$ , tem-se:

$$L_{n_{Min}} = \frac{-\left[\omega_0 T_s (D^2 - 1) + 2D\right]}{4\omega_0 T_s} - \sqrt{\left[\frac{\omega_0 T_s (D^2 - 1) + 2D}{4\omega_0 T_s}\right]^2 - \frac{(1-D)^2}{2\omega_0 T_s}} \quad (2.204)$$

- **Buck-boost**

$$\frac{Z_0 I_3}{V_c} \geq 1 \quad (2.205)$$

Considerando-se  $I_{Lr}(t_3)=I_3=I_0$ , obtém-se:

$$L_{n_{Min}} = \frac{(1-D)}{(1-D)\omega_0 T_s - 2} \quad (2.206)$$

- **Buck-buck-boost**

$$\frac{Z_0 I_3}{V_s + V_c} \geq 1 \quad (2.207)$$

Fazendo-se  $I_{Lr}(t_3)=I_3=I_0$ , tem-se:

$$L_{n_{Min}} = \frac{(1-D)}{(1-D)\omega_0 T_s - 2} \quad (2.208)$$

- **Buck-cuk**

$$E_{Lr1}(t_3) + E_{Lr2}(t_3) = E_{Lr}(t_3) = \frac{1}{2} L_r (I_{13} + I_{23})^2 > \frac{1}{2} C_r V_{Cr}^2 \quad (2.209)$$

Fazendo  $I_{12}=I_{10}$  e  $I_{22}=I_{20}$ , tem-se:

$$I_{13} = -\frac{(V_c - V_s)}{L_{r1}}(1-D)T_s + I_{10} \quad (2.210)$$

e,

$$I_{23} = -\frac{(V_c - V_s)}{L_{r2}}(1-D)T_s + I_{20} \quad (2.211)$$

O que resulta em:

$$L_{n_{\text{Min}}} = \frac{(1-D)}{(1-D)\omega_0 T_s - 2} \quad (2.212)$$

As equações (2.204), (2.206), (2.208) e (2.212) representam, respectivamente, a restrição imposta sobre o valor da corrente de carga normalizada em cada conversor para que haja entrada em condução ZVS no interruptor principal ( $S_1$ ). O valor mínimo de corrente pode ser diminuído se a indutância de ressonância for aumentada, mas isso implicará um decréscimo na razão cíclica efetiva dos conversores, devendo, portanto, haver um compromisso entre essas grandezas.

A análise da comutação para os conversores Buck-sepic e Buck-zeta deve ser realizada em separado em função da presença do indutor  $L_{r2}$ , que serve como indutor auxiliar de ajuda à comutação para cargas baixas.

A comutação crítica para os conversores Buck-sepic e Buck-zeta também é aquela correspondente à entrada em condução de  $S_1$ ; as outras comutações, ocorrem naturalmente com tensão nula (ZVS) sem nenhuma preocupação adicional. Portanto, será focalizada especial atenção na quarta etapa de operação.

#### • Buck-sepic

Quando o interruptor  $S_2$  for comandado ao bloqueio, as correntes nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  estarão circulando em sentido negativo e atingirão seu valor máximo. Como o diodo de roda livre estará diretamente polarizado, a corrente nos indutores oscilará de forma ressonante através do circuito formado por eles, pela capacitância  $C_r$  e pela fonte de tensão  $V_s$ . A corrente que fluirá através da capacitância será a soma das correntes nos indutores e circulará no sentido de descarregá-la. Se isso ocorrer, o mecanismo de comutação ZVS estará concluído.

Se a corrente em  $L_{r1}$  inverter seu sentido antes que a capacitância se descarregue completamente, ela contribuirá de forma negativa, podendo até mesmo causar a perda da comutação ZVS. Com a presença de  $L_{r2}$ , a descarga poderá continuar até que o mecanismo se complete.

Então, o circuito ressonante deve ser dimensionado de forma a assegurar que quando a corrente em  $L_{r1}$  inverter de sentido, antes da descarga completa de  $C_r$ , a corrente em  $L_{r2}$  seja suficientemente grande para, apesar de ser diminuída por  $I_{Lr1}$ , completar essa descarga. Para que

isso ocorra, assegura-se que  $L_{r1}$  garanta a comutação ZVS, independentemente de  $L_{r2}$ , até um determinado valor de corrente de carga  $I_0$ . A partir daí, esse papel será assumido por  $L_{r2}$ . Então, tem-se duas faixas de operação:

□ A comutação é garantida por  $L_{r1}$  (com  $L_{r2}$  auxiliando).

Considerando-se, então, a relação de energia armazenada em  $L_{r1}$  e  $C_r$  para  $t=t_3$ , tem-se:

$$E_{Lr3} = \frac{1}{2} L_r I_3^2 > E_{Cr3} = \frac{1}{2} C_r V_{Cr}^2 \quad (2.213)$$

que resulta em:

$$\frac{Z_0 I_{13}}{V_{c1} + V_{c2}} \geq 1 \quad (2.214)$$

Fazendo-se  $I_{Lr}(t_3)=I_3=I_0$ , tem-se:

$$L_{nMin} = \frac{(1-D)}{(1-D)\omega_0 T_s - 2} \quad (2.215)$$

□ A comutação é garantida por  $L_{r2}$  (com  $L_{r1}$  prejudicando)

Na situação anterior, a comutação ZVS é garantida por  $L_{r1}$  até que a corrente de carga atinja um valor igual à corrente mínima, dada pela equação (2.216).

$$I_{0Min} = \frac{L_{nMin} V_s T_s}{L_r} \quad (2.216)$$

Para que a comutação ZVS seja garantida por  $L_{r2}$ , para valores de corrente de carga inferiores a  $I_{0Min}$ , é necessário que o valor da corrente em  $L_{r2}$  em  $t=t_3$  seja maior ou igual à corrente mínima de carga ( $I_{0Min}$ ). Então, tem-se:

$$I_{23} = I_{0Min} \quad (2.217)$$

ou seja:

$$I_{23} = \frac{V_{c2Min} (1-D) T_s}{2 L_{r2}} = I_{0Min} \quad (2.218)$$

que resulta em:

$$L_{r2} = \frac{(1-D) T_s}{2} \left[ \frac{V_{c2Min}}{I_{0Min}} \right] \quad (2.219)$$

ou então em:

$$\frac{L_{r2}}{L_{r1}} = D \left[ 1 + \frac{(1-D)}{2 L_{nMin}} \right] \quad (2.220)$$

Da equação (2.220) pode-se determinar, então, o valor máximo de  $L_{r2}$  que garanta a entrada em condução ZVS em  $S_1$  para valores de corrente de carga inferiores à corrente mínima  $I_{0Min}$ .

Então, se for assegurada a comutação ZVS para o caso em que a corrente de carga for igual à corrente mínima no indutor  $L_{r2}$ , ou seja,  $I_{23} = I_0$ , caso crítico, estar-se-á assegurando também a comutação ZVS para valores de corrente de carga maiores, pois nestes casos a indutância  $L_{r1}$  suprirá a energia necessária ao mecanismo de comutação ZVS. Quando a corrente de carga for menor que esse valor crítico, a indutância  $L_{r2}$  fornecerá ao processo de comutação a energia necessária, até mesmo quando o conversor operar a vazio.

Essa afirmativa é indiscutível se a corrente em  $L_{r2}$  for independente da corrente de carga, como no caso dos circuitos pólo-ressonantes, utilizados para auxílio à comutação com cargas leves nos conversores em ponte [60]. No caso do conversor Buck-sepic, porém, essa corrente depende do valor da corrente de carga, pois as tensões sobre  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  são funções da carga. Embora, para o modelo matemático aqui estabelecido, em condução contínua, as tensões sobre os capacitores de grampeamento tendam a um valor constante ( $V_{c10}=(1-D)V_s$  e  $V_{c20}=DV_s$ ) quando a corrente de carga tende a zero, pode-se esperar que em condução descontínua isso ocorra de forma diferente, ou seja, poderá haver um ponto, a partir do qual, a corrente no indutor  $L_{r2}$ , torna-se insuficiente para a obtenção da comutação ZVS.

#### • Buck-zeta

Da mesma forma que nos conversores anteriores, no conversor Buck-zeta a comutação crítica é aquela correspondente à entrada em condução de  $S_1$ , portanto, também será dada atenção especial à quarta etapa de operação.

Quando o interruptor  $S_2$  for comandado ao bloqueio, a corrente no indutor  $L_{r1}$  estará circulando em sentido negativo, já a corrente em  $L_{r2}$  poderá estar circulando tanto em sentido negativo quanto positivo, dependendo da corrente de carga. Isso ocorre, porque a descarga do capacitor  $C_{c2}$  se dá com corrente igual à corrente de carga, então, quanto maior for essa corrente maior terá que ser a corrente de desmagnetização do indutor  $L_{r2}$ , pois é através dela que o capacitor  $C_{c2}$  se carrega. Assim, quando a corrente de carga for próxima ou igual à corrente nominal, a corrente em  $L_{r2}$  não inverterá de sentido e, caso contrário, essa inversão ocorrerá, passando a operação a ser semelhante àquela do conversor Buck-sepic. Portanto, da mesma forma que no caso anterior, três situações poderão ocorrer:

- a)  $I_{23} > I_0$ : a parcela  $I_0$  será absorvida do indutor  $L_{r2}$  e o restante fluirá através de  $C_r$ , completando sua descarga;
- b)  $I_{23} < I_0$ : neste caso poderá haver a perda da comutação ZVS se a soma das correntes nos indutores for igual a zero antes que a capacitância  $C_r$  se descarregue completamente; se isso não ocorrer, a comutação ZVS poderá ser obtida;
- c)  $I_{23} = I_0$ : esse é o limite entre as duas situações anteriores.

Assim, se for assegurada a comutação ZVS para o caso em que a corrente de carga for igual à corrente mínima no indutor  $L_{r2}$ , ou seja,  $I_{23} = I_0$ , caso crítico, estar-se-á assegurando também a comutação ZVS para valores de corrente de carga maiores, pois nesses casos a indutância  $L_{r1}$  suprirá a energia necessária ao mecanismo de comutação ZVS. Quando a corrente de carga for menor que esse valor crítico, o conversor irá operar na situação (a), ou seja, a indutância  $L_{r2}$  fornecerá ao processo de comutação a energia necessária.

Como a indutância  $L_{r2}$  deve ser normalmente de valor elevado para que os esforços de corrente nos interruptores sejam minimizados, pode-se considerar a corrente  $I_{Lr2}(t)$  como constante durante a etapa de comutação. Assim, as equações que representam a quarta etapa podem ser escritas da seguinte forma:

$$I_{Lr1}(t) = I_{23} - \left[ \frac{V_{c1}}{\sqrt{L_{r1}/C_r}} \right] \text{sen}\omega_0 t + [I_{13} + I_{23}] \cos\omega_0 t \quad (2.221)$$

$$I_{Lr2}(t) = I_{23} \quad (2.222)$$

$$V_{Cr}(t) = [V_s + V_{c2} - V_{c1}] + V_{c1} \cos\omega_0 t + \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_r}} [I_{13} + I_{23}] \text{sen}\omega_0 t \quad (2.223)$$

$$I_{Cr}(t) = - \left[ \frac{V_{c1}}{\sqrt{L_{r1}/C_r}} \right] \text{sen}\omega_0 t + [I_{13} + I_{23}] \cos\omega_0 t \quad (2.224)$$

Tomando-se o caso crítico, ou seja, quando a corrente de carga for igual à corrente mínima em  $L_{r2}$  e fazendo  $t=\delta$ , o intervalo de tempo gasto para que a tensão  $V_{Cr}$  seja igual a zero, pode-se afirmar que o mecanismo de comutação ZVS somente será garantido se a corrente na capacitância  $C_r$  for menor ou igual a zero em  $t=\delta$ .

Então, das equações (2.223) e (2.224), tem-se:

$$(V_s + V_{c2} - V_{c1}) + V_{c1} \cos\delta + \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_r}} (I_{13} + I_{23}) \text{sen}\delta = 0 \quad (2.225)$$

$$(I_{13} + I_{23}) \cos\delta - \frac{V_{c1}}{\sqrt{L_{r1}/C_r}} \text{sen}\delta = 0 \quad (2.226)$$

Resolvendo-se as equações (2.225) e (2.226) simultaneamente, obtém-se:

$$\text{sen}\delta = -\sqrt{\frac{L_{r1}}{C_r}} \frac{(I_{13} + I_{23})(V_s + V_{c2} - V_{c1})^2}{\left[ \frac{L_{r1}}{C_r} (I_{13} + I_{23})^2 + V_{c1}^2 \right]} \quad (2.227)$$

$$\text{cos}\delta = -\frac{(V_s + V_{c2} - V_{c1})V_{c1}}{\left[ \frac{L_{r1}}{C_r} (I_{13} + I_{23})^2 + V_{c1}^2 \right]} \quad (2.228)$$

Como as expressões (2.227) e (2.228) devem satisfazer a equação (2.229), tem-se:

$$\text{sen}^2\delta + \text{cos}^2\delta = 1 \quad (2.229)$$

$$(V_s + V_{c2} - V_{c1})^2 - V_{c1}^2 = \frac{L_{r1}}{C_r} (I_{13} + I_{23})^2 \quad (2.230)$$

Resolvendo-se (2.230), encontra-se:

$$L_{r1} = \frac{\left[ (V_s + V_{c2} - V_{c1})^2 - V_{c1}^2 \right]}{(I_{13} + I_{23})} C_r \quad (2.231)$$

Como  $L_{r1}$  depende dos valores de  $I_{13}$ ,  $I_{23}$ ,  $V_{c1}$  e  $V_{c2}$ , torna-se necessária a sua determinação. O cálculo exato dessas grandezas torna-se extremamente complicado, o que leva a ter de adotar a mesma simplificação utilizada na determinação do ganho estático, ou seja, desprezar os intervalos de tempo de comutação.

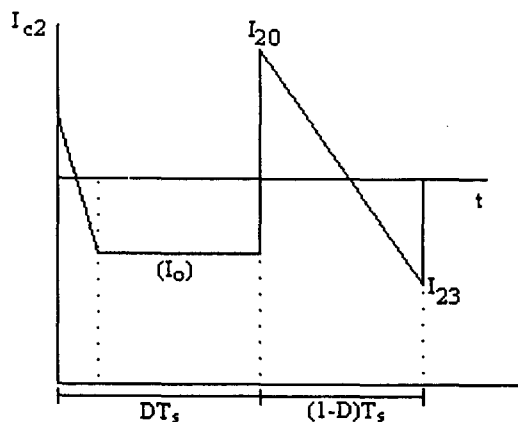


Fig. 2.32 - Corrente na capacitância  $C_{c2}$ .

A corrente  $I_{13}$  é dada pela equação (2.196), porém, as tensões nas capacitâncias para o caso crítico ainda não são conhecidas, portanto, é necessário determiná-las. Então, considerando-se a Figura 2.32, na qual é mostrada a corrente na capacitância  $C_{c2}$ , desprezando-se os intervalos de comutação, e comparando-a com a forma de onda da corrente na indutância  $L_{r1}$ , mostrada na

Figura 2.30, pode-se concluir que no intervalo de tempo  $DT_s$  a corrente  $I_{c2}$  é igual à corrente  $I_{Lr1}$  com sinal trocado. Então, como os valores médios dessas correntes devem ser nulos, pode-se afirmar que:

$$\int_0^{(1-D)T_s} \left[ -\frac{V_{c2}}{L_{r2}} t + I_{20} \right] dt = - \int_0^{(1-D)T} \left[ -\frac{V_{c1}}{L_{r1}} t + I_0 \right] dt \quad (2.232)$$

Resolvendo-se (2.232), obtém-se:

$$I_{20} = \frac{1}{2} \left[ \frac{V_{c1}}{L_{r1}} + \frac{V_{c2}}{L_{r2}} \right] (1-D)T_s - I_0 \quad (2.233)$$

E, como:

$$I_{23} = -\frac{V_{c2}}{L_{r2}} (1-D)T_s + I_{20} \quad (2.234)$$

Substituindo-se (2.233) em (2.234), tem-se:

$$I_{23} = \frac{1}{2} \left[ \frac{V_{c1}}{L_{r1}} - \frac{V_{c2}}{L_{r2}} \right] (1-D)T_s - I_0 \quad (2.235)$$

No caso crítico, tem-se  $I_{23} = -I_0$ . Então, substituindo-se essa condição na equação (2.235), obtém-se:

$$\frac{V_{c1}}{L_{r1}} = \frac{V_{c2}}{L_{r2}} \Rightarrow \frac{V_{c1}}{V_{c2}} = \frac{L_{r1}}{L_{r2}} \quad (2.236)$$

Dividindo-se a equação (2.193) pela equação (2.197), obtém-se:

$$\frac{V_{c1}}{V_{c2}} = \frac{(1-D)}{D} \beta \quad (2.237)$$

Substituindo-se a equação (2.237) em (2.236), obtém-se:

$$\beta = \frac{D}{(1-D)} \frac{L_{r1}}{L_{r2}} \quad (2.238)$$

Multiplicando-se ambos os membros da equação (2.231) por  $V_s$  e substituindo as equações (2.196) e (2.238), obtém-se:

$$L_{r1} \geq \frac{L_{r2}^2 C_r}{2L_{r2} C_r + D(1-D)^2 T_s^2} \quad \text{ou} \quad L_{r2} \leq L_{r1} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{D(1-D)^2 T_s^2}{L_{r1} C_r}} \right] \quad (2.239)$$

Com as expressões (2.239) é possível determinar-se o valor mínimo da indutância  $L_{r1}$  ou o valor máximo de  $L_{r2}$  que garanta comutação ZVS em  $S_1$  quando de sua entrada em condução.



Como se pode observar na Figura 2.27, quando a corrente de carga for nula, o circuito formado pela fonte  $V_s$ , pela capacitância  $C_{c2}$ , pela indutância  $L_{r2}$  e pelos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  continuará operando normalmente com a diferença de que a corrente média na indutância  $L_{r2}$  será nula. Isso faz com que a comutação ZVS seja garantida com o conversor operando até mesmo a vazio.

## 2.9 - Conclusões

Neste capítulo foi desenvolvida a análise estática dos seis conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo apresentados no capítulo um. Primeiramente, foram identificadas, descritas e equacionadas as etapas de operação. Em segundo lugar, foi realizada uma análise simplificada que levou ao traçado da característica externa e da tensão de grampeamento normalizada de cada conversor. Após essa análise, foi feito um estudo da comutação que levou à definição das faixas de operação com comutação não-dissipativa no interruptor principal de cada conversor.

A partir dos resultados obtidos da análise teórica, pode-se concluir que todos os conversores operam com comando complementar, grampeamento ativo de tensão, modulação PWM e comutação ZVS nos interruptores comandáveis. Foi observado também que a comutação crítica é a entrada em condução do interruptor principal ( $S_1$ ) e que as famílias de conversores com grampeamento ativo do tipo sepic e zeta apresentam as melhores faixas de carga em função de se utilizarem de um indutor adicional que auxilia na comutação.

O conversor Buck-zeta apresentou uma característica bastante interessante, pois apresenta um circuito pólo-ressonante de ajuda à comutação, que tem corrente média variável no indutor auxiliar em função da corrente de carga. Esse conversor pode apresentar dois modos de operação, ou seja, em carga nominal a corrente no indutor auxiliar não passa por zero, mantendo-se constante e com uma baixa ondulação (ripple), o que implica uma redução nos esforços de correntes nos semicondutores. Neste caso, o outro indutor ressonante é capaz de prover a comutação ZVS. Quando a corrente de carga diminuir, a corrente média no indutor auxiliar tende a decrescer e o circuito se comporta como se fosse um pólo-ressonante, fazendo com que  $S_1$  entre em condução de forma não-dissipativa (ZVS), até mesmo com carga nula.

Quanto à característica externa, observa-se que os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic apresentam exatamente o mesmo comportamento, com menor quantidade de energia reativa circulante que os outros dois, pois apresentam curvas mais

próximas das do conversor Buck PWM convencional, resultando em menores perdas em condução.

Quanto à eficiência do grampeamento, pode-se dizer que o conversor que apresenta a menor tensão sobre os interruptores comandáveis é o conversor Buck-buck porque grampeia na tensão da fonte. Essa característica, além de resultar em uma tensão de grampeamento mais baixa, também resulta em uma tensão de grampeamento independente das variações da carga. Nos demais, a tensão de grampeamento depende da carga e da razão cíclica e sempre será maior que a tensão da fonte. Os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic apresentam exatamente as mesmas tensões de grampeamento nos interruptores comandáveis.

## **CAPÍTULO III**

### **CONVERSORES BUCK ZVS-PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO: PROJETO E SIMULAÇÃO**

#### **3.1 - Introdução**

Neste capítulo são apresentados exemplos de projetos e resultados de simulações dos conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo apresentados no capítulo um e analisados no capítulo dois. Todos os conversores são projetados para atenderem às mesmas especificações de tal forma que possam ser comparados quanto aos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, à faixa de carga com comutação não-dissipativa e à característica externa.

As simulações são realizadas da forma mais idealizada possível para que os resultados possam ser comparados com os modelos teóricos sem muitas diferenças. O filtro de saída e a carga são considerados como uma fonte de corrente constante e os interruptores são modelados por resistores que, em condução, apresentam uma baixa resistência elétrica e, quando bloqueados, apresentam alta resistência. O programa utilizado para as simulações é o programa PSPICE.

As especificações a serem atendidas pelos conversores são as seguintes:

Tensão de entrada:	150V
Tensão de saída:	50V
Potência de saída:	500W
Frequência de comutação:	100kHz

#### **3.2 - Exemplos de Projeto**

Os exemplos de projetos desenvolvidos neste item estão baseados na análise matemática apresentada no capítulo II. Portanto, a partir das especificações, obtém-se o ganho

estático de tensão, que deverá ser mantido por todos os conversores para que se tenha a tensão nominal de saída especificada.

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{50}{150} = 0,333$$

A razão cíclica efetiva, ou seja, a razão cíclica que um conversor Buck PWM convencional utilizará para manter esse ganho estático, deverá ser:

$$D_{ef} = 0,333$$

Como especificação e com o objetivo de se limitar a quantidade de energia reativa circulante nos conversores, admite-se uma perda de razão cíclica efetiva de no máximo 20%.

- **Conversor Buck-buck**

□ Admitindo-se  $D=0,40$  (aproximadamente 17% de perda de razão cíclica), entra-se no ábaco da Figura 2.5.b e obtém-se  $L_n=0,01$ .

□ A relação entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação será mantida em aproximadamente 26, para que a ressonância não passe de uma pequena perturbação dentro do período de operação.

□ Os elementos ressonantes podem agora ser determinados:

$$L_r = L_n \frac{V_s}{I_0 f_s} = 1,5 \mu H$$

$$C_r = \frac{1}{[2\pi f_0]^2 L_r} = \frac{1}{\left[2 \cdot \pi \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{0,0382}\right]^2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}} = 2,46 nF$$

□ Tensão sobre a capacitância de grampeamento:  $V_c = \beta V_s = 0,056 \times 150 = 8,4V$  e a tensão de grampeamento de  $S_1$  e  $S_2$  será igual à tensão da fonte (150V).

□ Faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$ :

$$FC = \left[1 - \frac{L_{nMin}}{L_n}\right] \cdot 100\% = \left[1 - \frac{0,0026}{0,01}\right] \cdot 100\% = 74\%$$

O conversor deverá operar com entrada em condução ZVS em  $S_1$  a partir de 26% da carga nominal, ou seja, com uma faixa de carga de 74% da carga nominal.

- **Conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic**

□ Admitindo-se  $D=0,40$  (aproximadamente 17% de perda de razão cíclica), entra-se no ábaco da Figura 2.15.b e obtém-se  $L_n=0,033$ .

□ Para manter o valor da capacitância  $C_r$  igual ao do caso anterior, adota-se uma relação entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação igual a aproximadamente 14, o que é bastante razoável.

□ Elementos ressonantes:

$$L_r = L_n \frac{V_s}{I_0 f_s} = 5\mu H$$

$$C_r = \frac{1}{[2\pi f_0]^2 L_r} = \frac{1}{\left[2 \cdot \pi \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{0,0697}\right]^2 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 2,46nF$$

□ Tensão de grampeamento sobre  $S_1$  e  $S_2$ : entra-se no ábaco da Figura 2.16 e encontra-se  $V_{spk}=166,5V$ .

□ Faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$ :

$$FC = \left[1 - \frac{L_{nMin}}{L_n}\right] \cdot 100\% = \left[1 - \frac{0,0115}{0,033}\right] \cdot 100\% = 65\%$$

□ Para o conversor Buck-cuk:

$$L_{r1} = L_{r2} = 2L_r = 10\mu H$$

□ Para o Conversor Buck-sepic:

$$L_{r1} = L_r = 5\mu H$$

Serão adotados dois projetos; um visando a baixas perdas em condução, o qual resulta em:

$$L_{r2} = 135\mu H$$

e o outro, visando a uma ampla faixa de comutação ZVS integral em  $S_1$ , o qual resulta em:

$$L_{r2} = D \left[1 + \frac{(1-D)}{2L_{nMin}}\right] L_{r1} = 54,17\mu H$$

#### • Conversor Buck-zeta

□ Admitindo-se  $L_n=0,033$  para manter o valor de  $L_{r1}$  igual ao dos conversores anteriores, obtém-se  $D=0,32$ . Neste caso, não há perda de razão cíclica.

□ Para manter também o mesmo valor de capacitância ressonante, adota-se uma relação entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação igual a 14.

□ Elementos ressonantes:

$$L_{r1} = L_n \frac{V_s}{I_0 f_s} = 5\mu H$$

$$C_r = \frac{1}{[2\pi f_0]^2 L_{r1}} = \frac{1}{\left[2 \cdot \pi \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{0,0697}\right]^2 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 2,46 \text{ nF}$$

□ Tensão de grampeamento sobre  $S_1$  e  $S_2$  é igual a  $V_{\text{spk}}=220\text{V}$ .

□ O valor de  $L_{r2}$  é calculado da seguinte forma:

$$L_{r2} = L_{r1} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{D(1-D)^2 T_s^2}{L_{r1} C_r}} \right] \cong 680 \mu\text{H}$$

Para todos os conversores, os valores das capacitâncias de grampeamento são calculados seguindo-se a mesma regra. O valor dessa e/ou dessas capacitâncias é considerado como sendo muito grande, de forma a poderem ser representadas por fontes de tensão constante, o que torna a análise teórica mais simples; caso contrário, a complexidade matemática poderia inviabilizar o trabalho. Porém, em se tratando de projeto, um valor excessivamente grande iria prejudicar o comportamento dinâmico do conversor. Assim, para propósitos de projeto, uma boa regra para a seleção dessa e/ou dessas capacitâncias é escolher o seu valor de forma que a metade do período de ressonância, formada pelo capacitor de grampeamento e a indutância  $L_r$ , seja maior que, pelo menos, três vezes o máximo intervalo de bloqueio de  $S_1$ . Então, tem-se:

$$T_c = 2\pi\sqrt{L_r C_c} \quad (3.1)$$

$$\frac{T_c}{2} > 3 \cdot (1-D) T_s \quad (3.2)$$

Substituindo (3.1) em (3.2), tem-se:

$$C_c > 9 \cdot \frac{(1-D)^2}{\pi^2 L_r f_s^2} \quad (3.3)$$

Adotando-se essa expressão, obtém-se:

- Conversor Buck-buck

$$C_c > 9 \cdot \frac{(1-0,4)^2}{\pi^2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 21,88 \mu\text{F}$$

- Conversor Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic

$$C_c > 9 \cdot \frac{(1-0,4)^2}{\pi^2 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 6,58 \mu\text{F}$$

- Conversor Buck-zeta

$$C_c)9 \cdot \frac{(1 - 0,32)^2}{\pi^2 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot (100 \cdot 10^3)} = 8,43 \mu\text{F}$$

Adota-se, portanto, para os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk, Buck-sepic e Buck-zeta  $10 \mu\text{F}$  e para o conversor Buck-buck,  $30 \mu\text{F}$ .

### 3.3 - Simulações

Neste item são apresentados os resultados de simulações realizadas com os conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo. Os parâmetros dos circuitos e especificações serão os mesmos determinados na seção anterior.

#### 3.3.1 - Conversor Buck-buck

O circuito do conversor a ser simulado é mostrado na Figura 3.1.

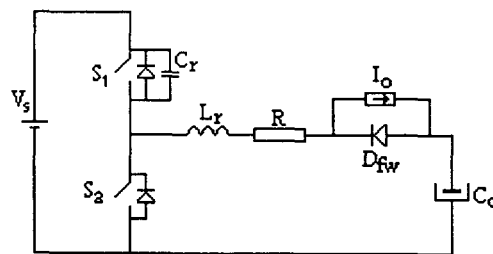


Fig. 3.1 - Circuito de potência do conversor Buck- buck.

Os parâmetros do circuito de potência são:

$$\begin{aligned} V_s &= 150\text{V} & V_0 &= 50\text{V} & f_s &= 100\text{kHz} & P_0 &= 500\text{W} & I_0 &= 10\text{A} \\ L_r &= 1,5\mu\text{H} & C_r &= 2,46\text{nF} & C_c &= 30\mu\text{F} & D &= 0,4 & R &= 0,01\Omega \end{aligned}$$

O conversor foi simulado operando em condições nominais, resultando nas formas de onda mostradas nas Figuras 3.2 e 3.3.

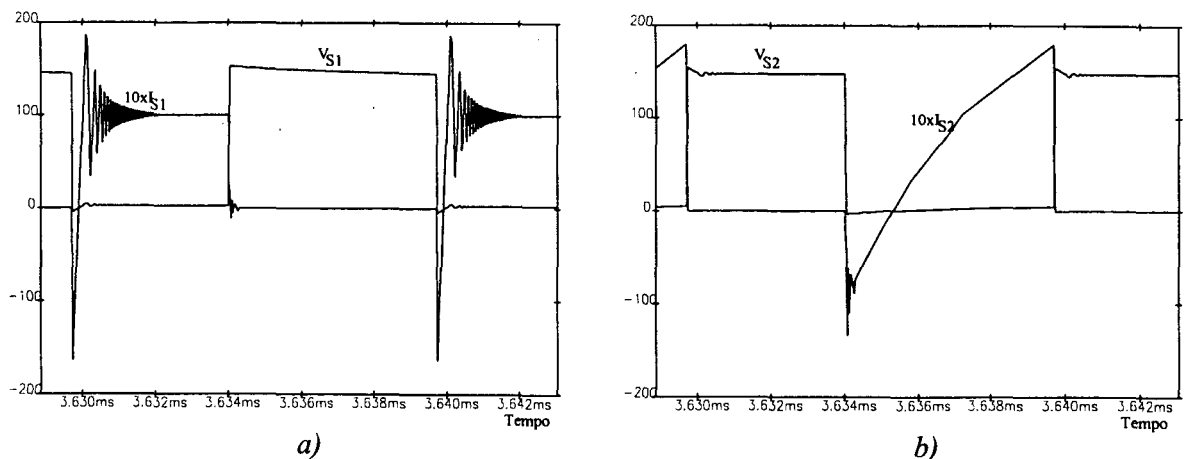


Fig. 3.2 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

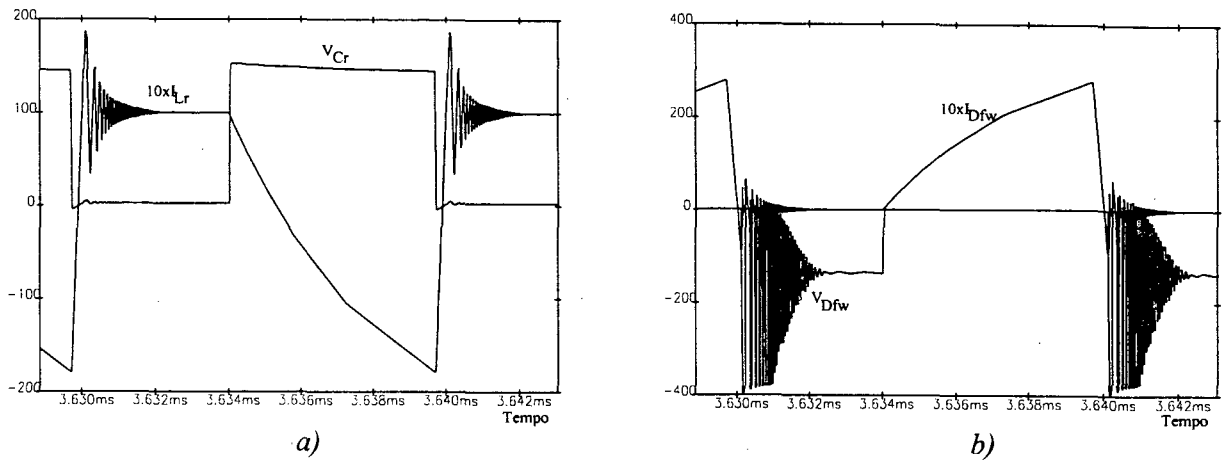


Fig. 3.3 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_{fw}$

Através da simulação com carga nominal, pôde-se observar que as etapas de operação bem como as formas de onda de tensão e corrente no conversor são aquelas previstas anteriormente. As oscilações verificadas, ocorrem devido ao modelo de diodo utilizado para  $D_{fw}$ , que não pôde ser o modelo idealizado em função dos problemas de convergência encontrados nas simulações (programa PSPICE). Da simulação para operação nominal, também obtiveram-se os esforços de tensão e corrente nos interruptores conforme mostrados na Tabela 3.I.

TABELA 3.I - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Tensão média em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	150V	3,5A	6,2A	20A
$S_2$	150V	3,3A	8,6A	20A
$D_{fw}$	150V*	9,8A	14,5A	30A

Várias simulações foram realizadas mantendo-se a razão cíclica constante e igual a 0,40 para verificar o comportamento do conversor diante de variações de carga. Na Figura 3.4.a são mostradas as curvas de ganho estático de tensão ( $D=0,40$ ) obtidas através das expressões determinadas na análise matemática e por simulação. Comparando essas curvas, verifica-se uma pequena diferença que é função da queda de tensão nos interruptores, considerada pelo programa de simulação e desprezada na análise teórica. Na Figura 3.4.b são mostradas também as curvas obtidas por simulação e através da análise teórica da tensão sobre o capacitor de grampeamento. Como pode ser verificado, a diferença é maior, da ordem de 25% do valor teórico em situação de cargas leves, porém, quanto maior for a carga, a tendência será dessa diferença diminuir para valores da ordem de 4%.



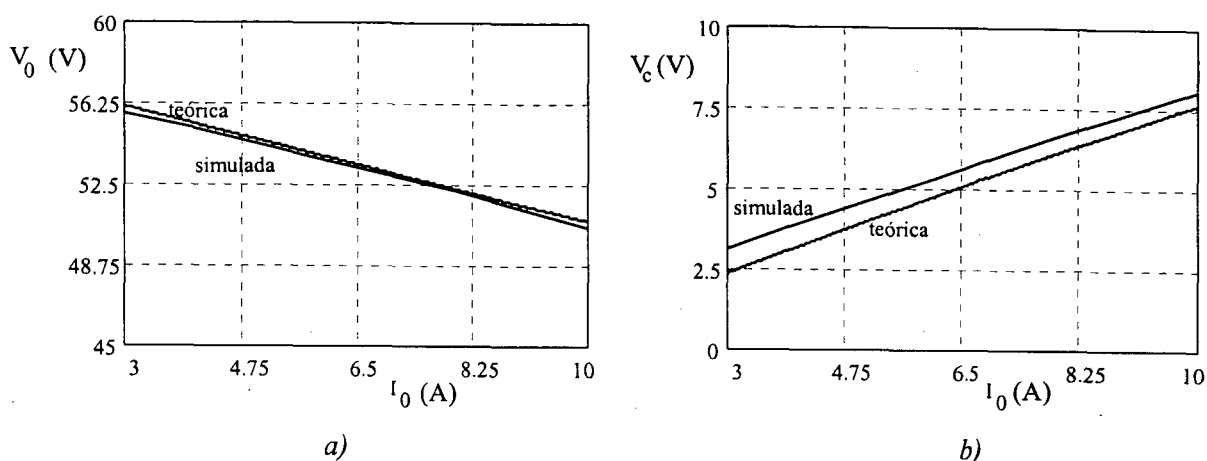


Fig. 3.4 - a) Curvas simulada e teórica de  $V_o$ ; b) curvas simulada e teórica de  $V_c$ .

### 3.3.2 - Conversor Buck-boost

O circuito da etapa de potência do conversor é mostrado na Figura 3.5.

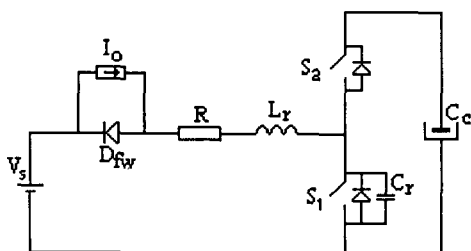


Fig. 3.5 - Circuito de potência do conversor Buck-boost.

Os parâmetros do circuito de potência são:

$$\begin{aligned} V_s &= 150\text{V} & V_o &= 50\text{V} & f_s &= 100\text{kHz} & P_o &= 500\text{W} & I_o &= 10\text{A} \\ L_r &= 5\mu\text{H} & C_r &= 2,46\text{nF} & C_c &= 10\mu\text{F} & D &= 0,40 & R &= 0,01\Omega \end{aligned}$$

O conversor foi simulado operando em condições nominais, resultando nas formas de onda mostradas nas Figuras 3.6 e 3.7.

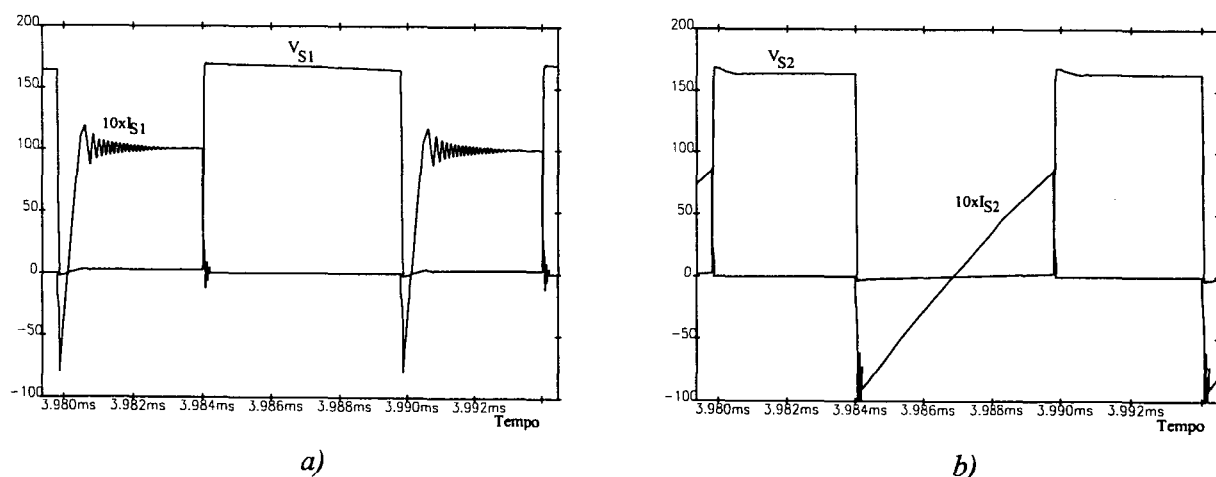


Fig. 3.6 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; b) tensão e corrente em  $S_2$ .

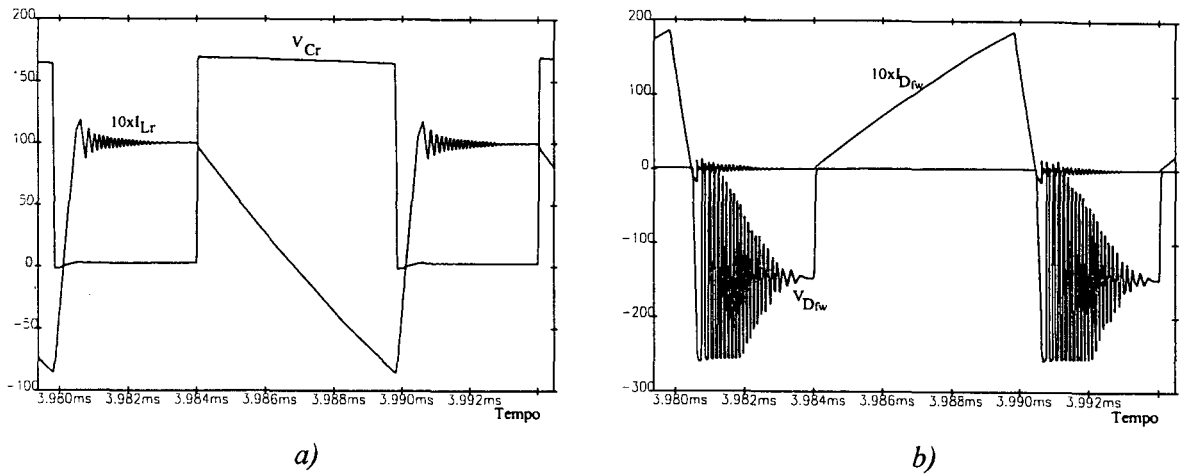


Fig. 3.7 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_{fw}$

Os esforços de tensão e corrente para operação nominal são dados na Tabela 3.II.

TABELA 3.II - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Tensão média em  $D_{fw}$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	167V	3,4A	6,0A	10A
$S_2$	167V	0A	4,8A	9,5A
$D_{fw}$	150V*	6,5A	9,5A	19,5A

As curvas da variação do ganho estático e da variação da tensão sobre o capacitor de grampeamento, em função da variação da corrente de carga, obtidas via simulação e através da análise matemática para  $D=0,40$ , são mostradas na Figura 3.8. Como se pode observar, as diferenças entre os valores teóricos e aqueles determinados por simulação são muito pequenas.

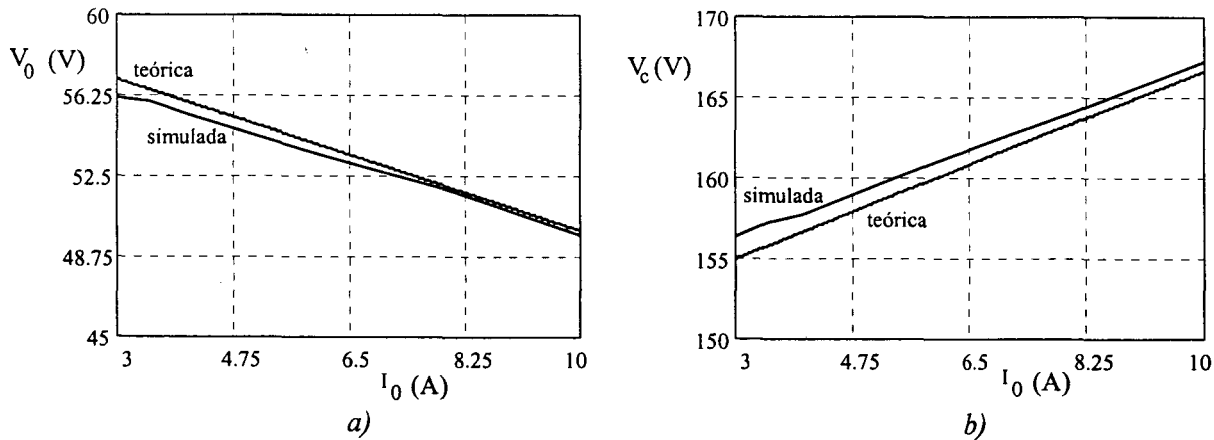


Fig. 3.8 - a) Curvas simulada e teórica de  $V_0$ ; - b) curvas simulada e teórica de  $V_c$ .

### 3.3.3 - Conversor Buck-buck-boost

O circuito do conversor a ser simulado é mostrado na Figura 3.9.

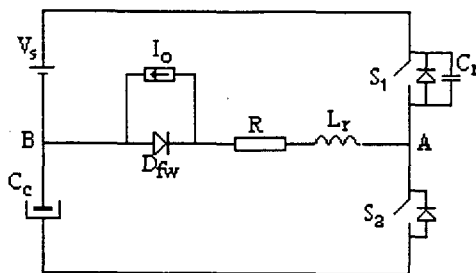


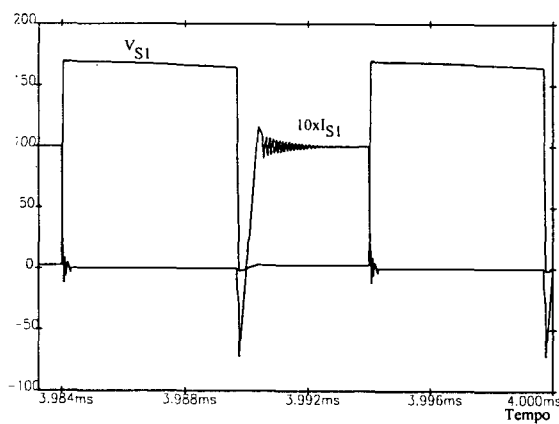
Fig. 3.9 - Circuito de potência do conversor Buck- buck-boost.

Os parâmetros do circuito de potência do conversor são:

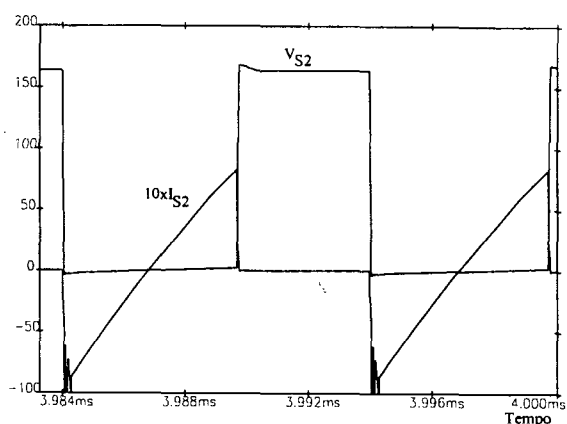
$$V_s = 150\text{v} \quad V_0 = 50\text{v} \quad f_s = 100\text{kHz} \quad P_0 = 500\text{w} \quad I_0 = 10\text{A}$$

$$L_r = 5\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF} \quad C_c = 10\mu\text{F} \quad D = 0,40 \quad R = 0,01\Omega$$

O conversor foi simulado operando em condições nominais, resultando nas formas de onda mostradas nas Figuras 3.10 e 3.11.

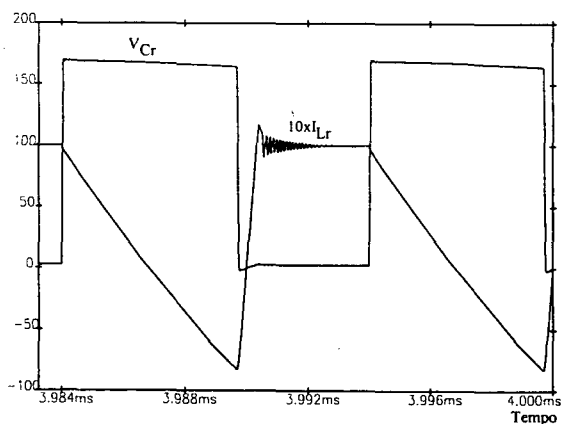


a)

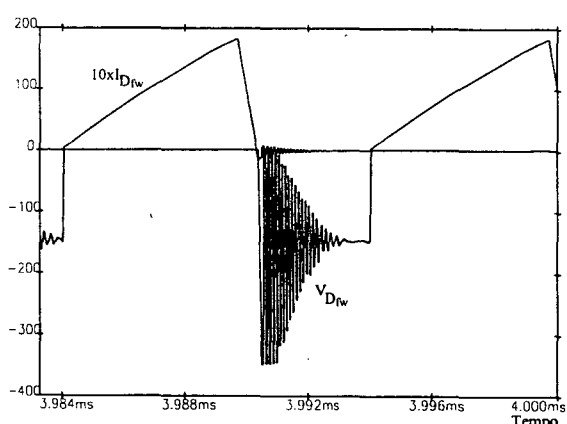


b)

Fig. 3.10 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; b) tensão e corrente em  $S_2$ .



a)



b)

Fig. 3.11 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_{fw}$

Os esforços de tensão e corrente para operação nominal são dados na Tabela 3.III.

TABELA 3.III - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Tensão média em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	167V	3,4A	6,0A	10A
$S_2$	167V	0A	4,8A	9,5A
$D_{fw}$	150V*	6,6A	9,5A	19,5A

As curvas da variação do ganho estático e da tensão sobre o capacitor de grampeamento, em função da variação da corrente de carga, obtidas via simulação e através da análise matemática para  $D=0,40$ , são mostradas na Figura 3.12. Como se pode verificar, os valores são também muito próximos.

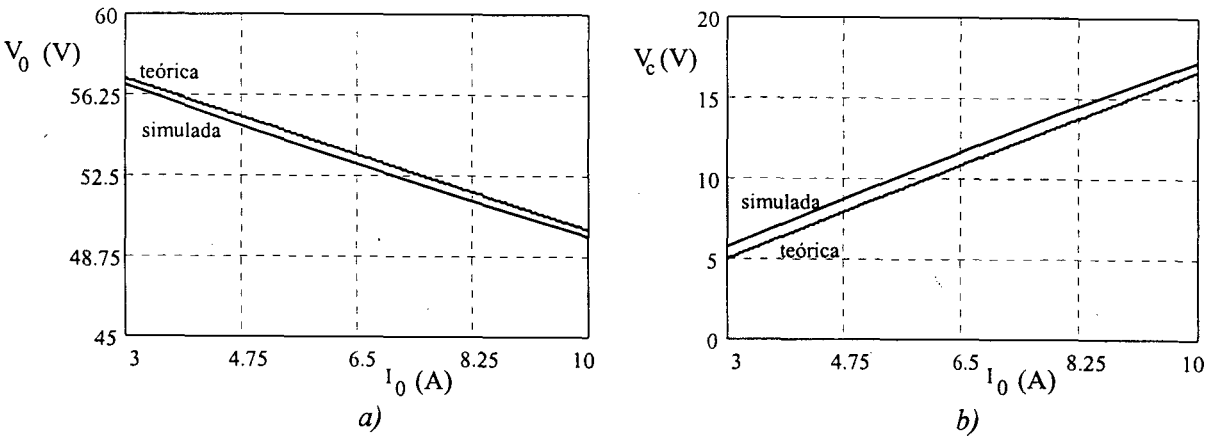


Fig. 3.12 - a) Curvas simulada e teórica de  $V_0$ ; - b) curvas simulada e teórica de  $V_c$ .

3.3.4 - Conversor Buck-cuk

O circuito de potência do conversor a ser simulado é mostrado na Figura 3.13.

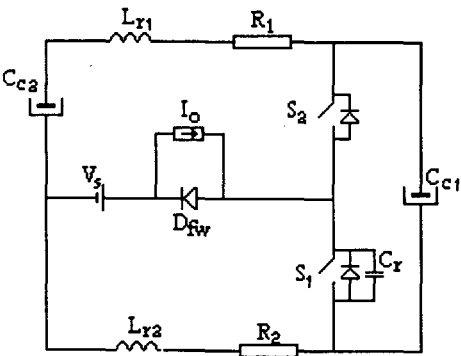


Fig. 3.13 - Circuito de potência do conversor Buck-cuk.

Os parâmetros do circuito de potência do conversor são:

$V_s = 150\text{v}$      $V_0 = 50\text{v}$      $f_s = 100\text{kHz}$      $P_0 = 500\text{w}$      $I_0 = 10\text{A}$

$L_{r1} = L_{r2} = 10\mu\text{H}$      $C_r = 2,46\text{nF}$      $C_{c1} = C_{c2} = 10\mu\text{F}$      $D = 0,40$      $R_1 = R_2 = 0,01\Omega$

Das simulações em condições nominais obtiveram-se as formas de onda mostradas nas Figuras 3.14 e 3.15.

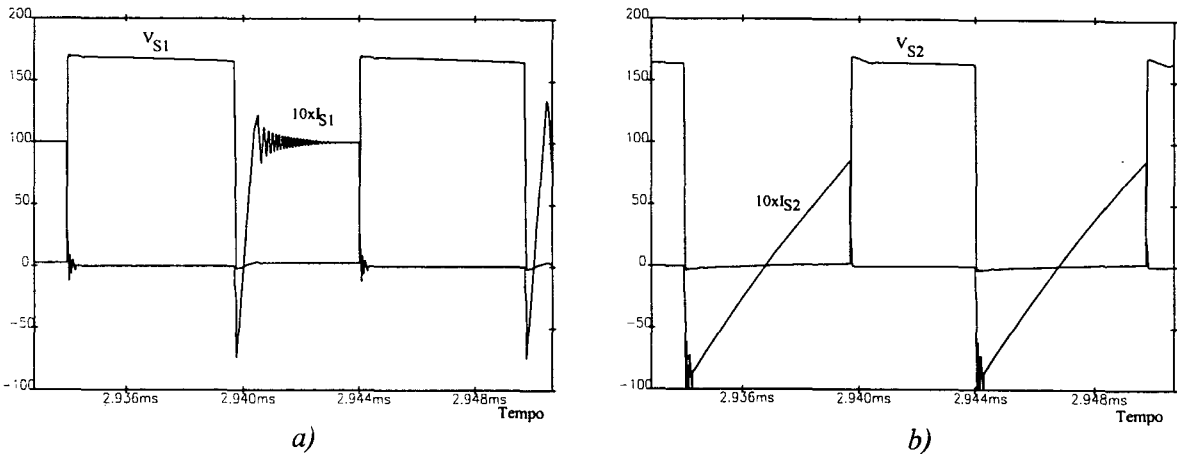


Fig. 3.14 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; b) tensão e corrente em  $S_2$ .

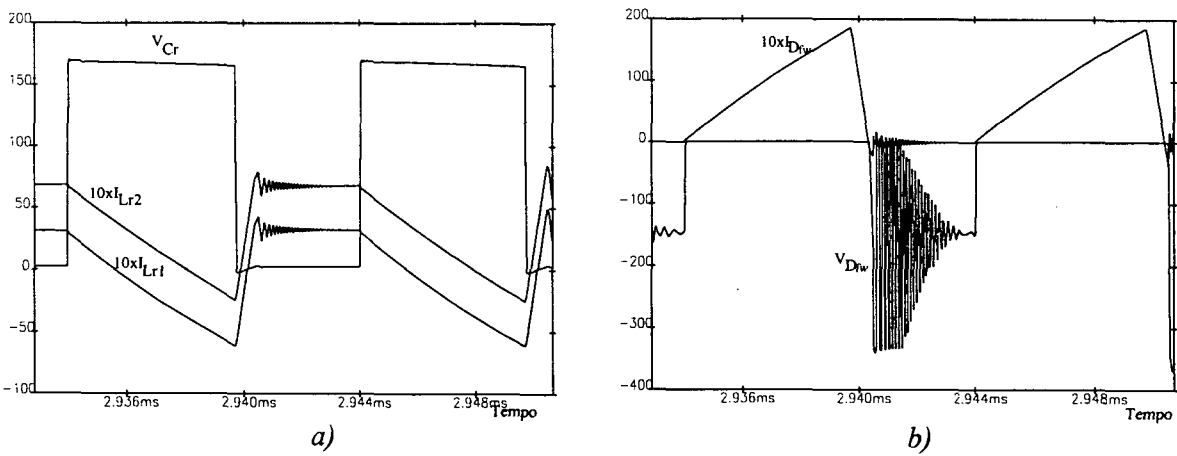


Fig. 3.15 - a) Tensão sobre  $C_r$  e correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ; b) tensão e corrente em  $D_{fw}$

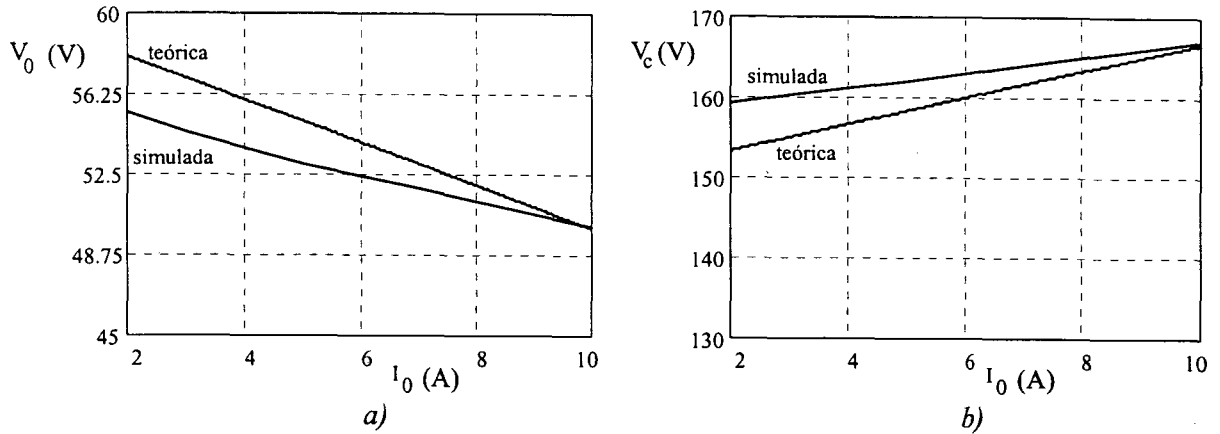
Os esforços de tensão e corrente para operação nominal são dados na Tabela 3.IV.

TABELA 3.IV - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Tensão média em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	167V	3,4A	6,0A	10A
$S_2$	167V	0A	4,8A	9,3A
$D_{fw}$	150V*	6,4A	9,3A	19,3A

As curvas da variação do ganho estático e da tensão sobre o capacitor de grampeamento, em função da variação da corrente de carga obtidas via simulação e através da análise matemática para  $D=0,40$ , são mostradas na Figura 3.16. A diferença entre as curvas

teóricas e aquelas obtidas por simulação aumenta à medida que a carga diminui, porém, essas diferenças ainda são pequenas (menores que 7%).



### 3.3.5 - Conversor Buck-sepic

O circuito do conversor a ser simulado é mostrado na Figura 3.17.

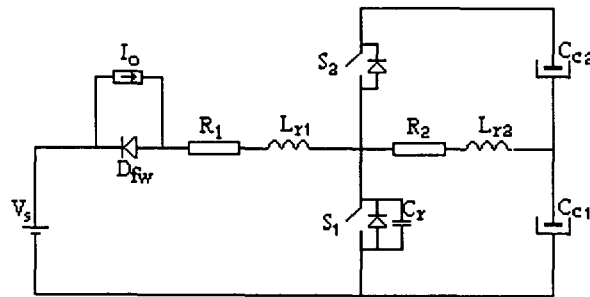


Fig. 3.17 - Circuito de potência do conversor Buck-sepic.

Os parâmetros do circuito de potência do conversor são:

$$\begin{aligned} V_s &= 150\text{v} & V_0 &= 50\text{v} & f_s &= 100\text{kHz} & P_0 &= 500\text{w} & I_0 &= 10\text{A} \\ L_{r1} &= 5\mu\text{H} & C_r &= 2,46\text{nF} & C_{c1} &= C_{c2} &= 10\mu\text{F} & D &= 0,40 \\ R_1 &= 0,01\Omega & R_2 &= 0,1\Omega \end{aligned}$$

Com  $L_{r2}=135\mu\text{H}$  para o primeiro caso e,  $L_{r2}=57,17\mu\text{H}$  para o segundo caso.

Através das simulações, em condições nominais, realizadas para o primeiro projeto resultaram as formas de onda mostradas nas Figuras 3.18 e 3.19.

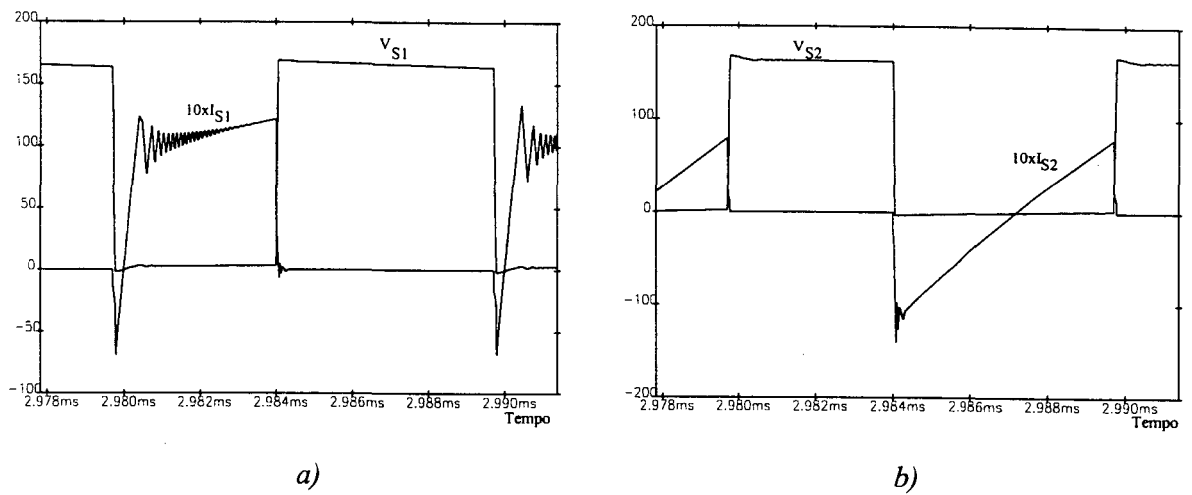


Fig. 3.18 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

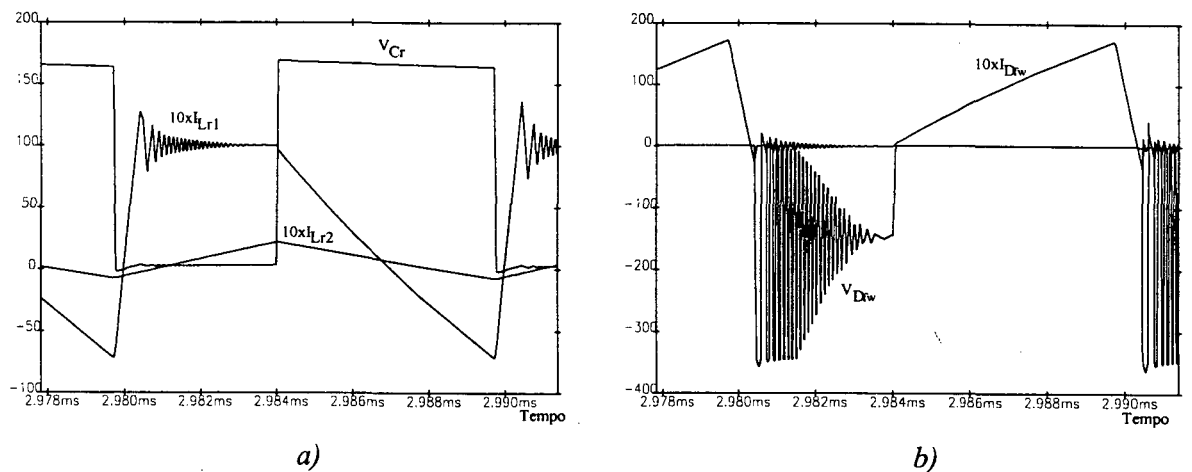


Fig. 3.19 - a) Tensão sobre  $C_r$  e correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ; - b) tensão e corrente em  $D_{fw}$

Os esforços de tensão e corrente para operação nominal são dados na Tabela 3.V.

TABELA 3.V - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Tensão média em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	167V	3,3A	6,0A	11,4A
$S_2$	167V	0A	5,5A	11A
$D_{fw}$	150V*	6,6A	9,5A	19,5A

As curvas da variação do ganho estático e da tensão sobre o capacitor de grampeamento, em função da variação da corrente de carga obtidas via simulação e através da análise matemática para  $D=0,40$ , são mostradas na Figura 3.20. Como se pode verificar as diferenças entre as curvas obtidas teoricamente e por simulação são mínimas.

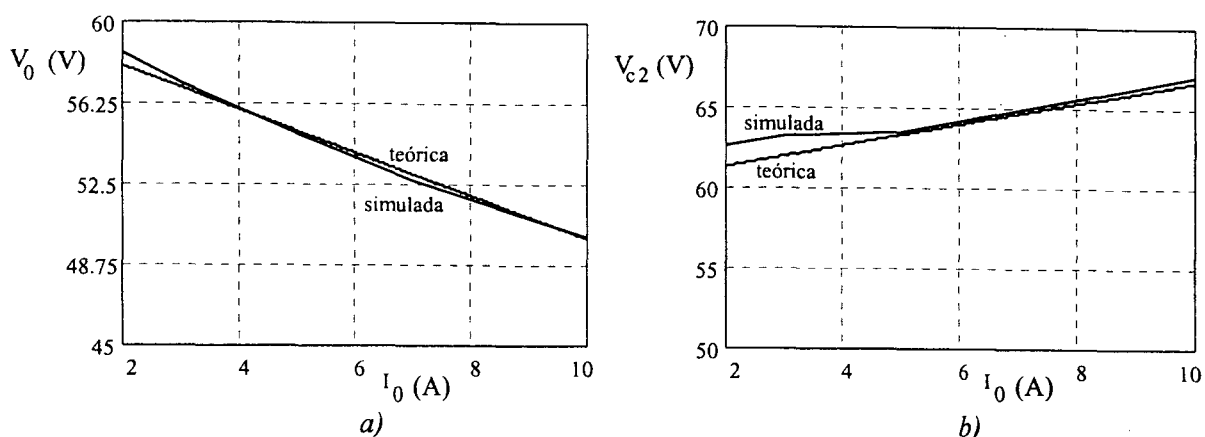


Fig. 3.20 - a) Curvas simulada e teórica de  $V_0$ ; - b) curvas simulada e teórica de  $V_{c2}$ .

Através das simulações realizadas para o segundo projeto e operação nominal, resultaram as formas de onda mostradas nas Figuras 3.21 e 3.22.

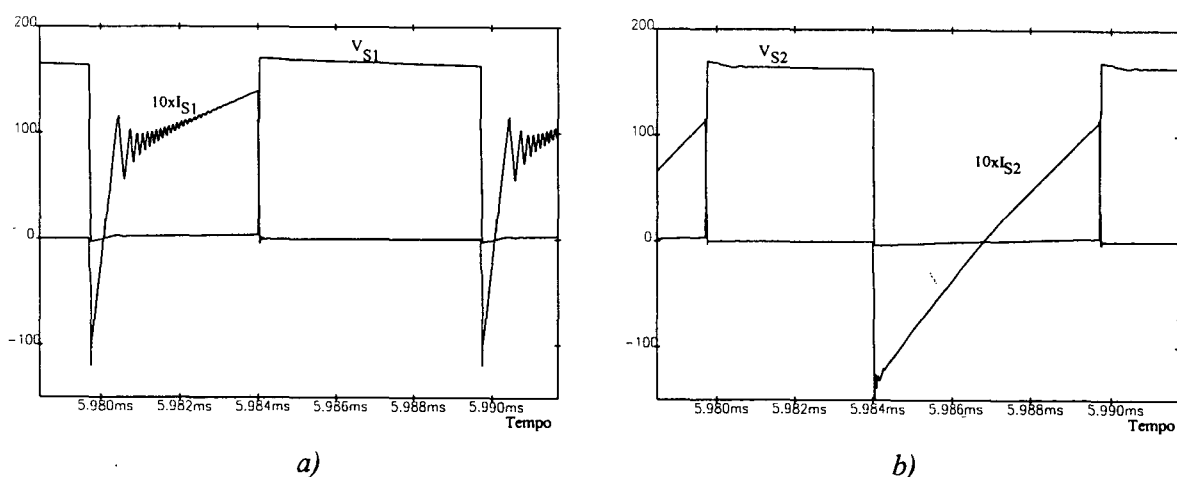


Fig. 3.21 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

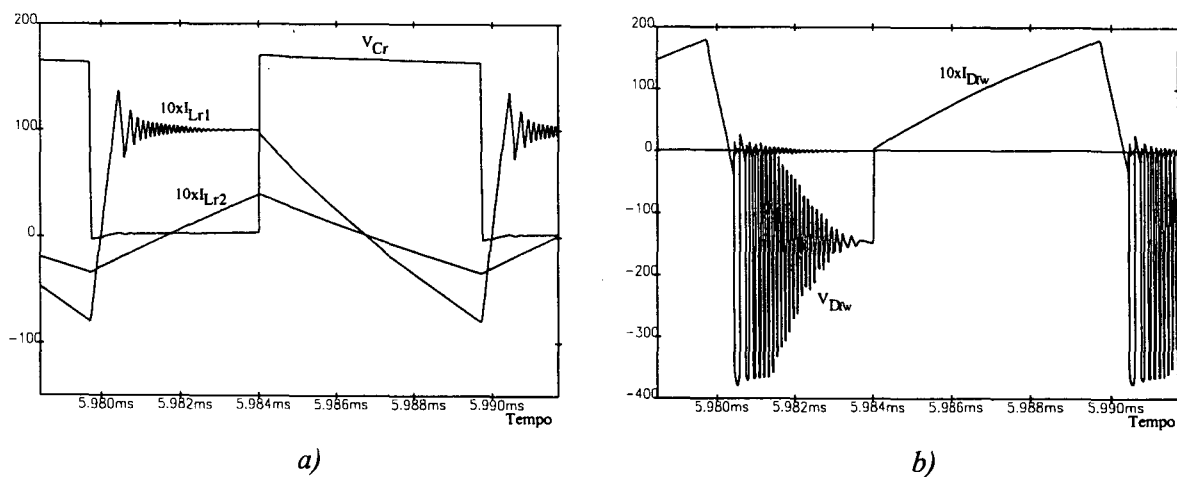


Fig. 3.22 - a) Tensão sobre  $C_r$  e correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ; - b) tensão e corrente em  $D_{fw}$



Conforme se vê, através da comparação das formas de onda para o primeiro e para o segundo projeto, os esforços de corrente e, portanto, as perdas em condução, são um pouco maiores neste último, porém, a faixa de carga com comutação ZVS integral em  $S_1$  é mais ampla, desde plena carga até cargas muito baixas.

### 3.3.6 - Conversor Buck-zeta

O circuito de potência do conversor é mostrado na Figura 3.23.

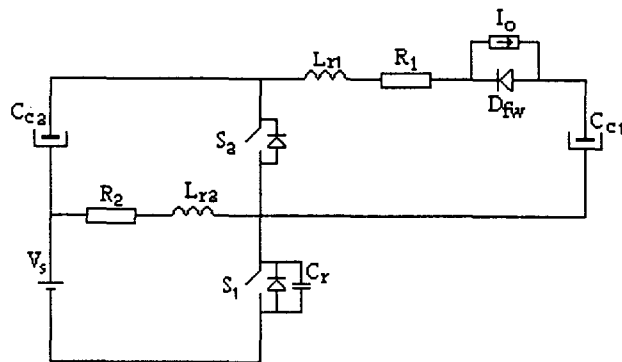


Fig. 3.23 - Circuito de potência do conversor Buck-zeta.

Os parâmetros do circuito de potência do conversor são:

$$\begin{aligned} V_s &= 150\text{v} & V_0 &= 50\text{v} & f_s &= 100\text{kHz} & P_0 &= 500\text{w} & I_0 &= 10\text{A} \\ L_{r1} &= 5\mu\text{H} & L_{r2} &= 218,6\mu\text{H} & C_r &= 2,46\text{nF} & C_{c1} &= 10\mu\text{H} & C_{c2} &= 10\mu\text{F} & D &= 0,32 \\ R_1 &= 0,01\Omega & R_2 &= 0,1\Omega \end{aligned}$$

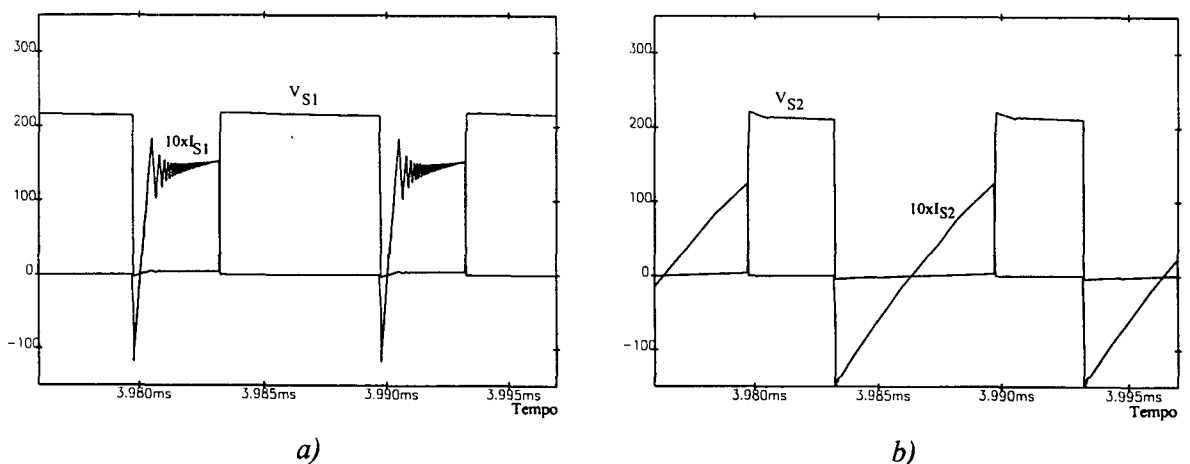


Fig. 3.24 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

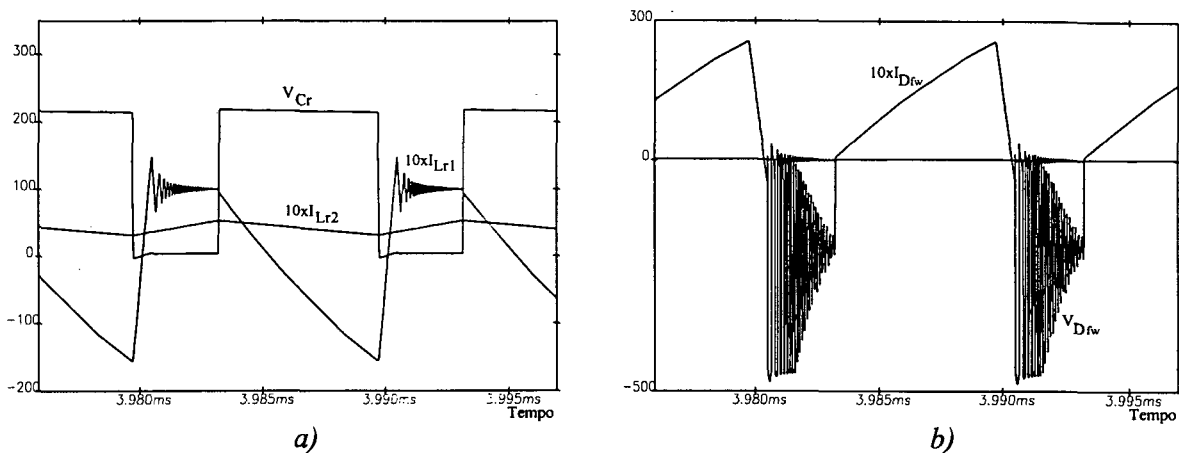


Fig. 3.25 - a) Tensão sobre  $C_r$  e correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ; - b) tensão e corrente em  $D_{fw}$

Das simulações para operação nominal resultaram as formas de onda mostradas nas Figuras 3.24 e 3.25. Os esforços de tensão e corrente para operação nominal são dados na Tabela 3.VI.

TABELA 3.VI - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Tensão média em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	213V	3,0A	6,5A	13,4A
$S_2$	213V	0A	7,3A	14,8A
$D_{fw}$	285V*	10A	13,5A	26,4A

As curvas da variação do ganho estático e da tensão sobre o capacitor de grampeamento, em função da variação da corrente de carga, obtidas via simulação e através da análise matemática para  $D=0,32$ , são mostradas na Figura 3.26. Neste caso, também é possível comprovar-se a precisão do modelo teórico simplificado diante das simulações.

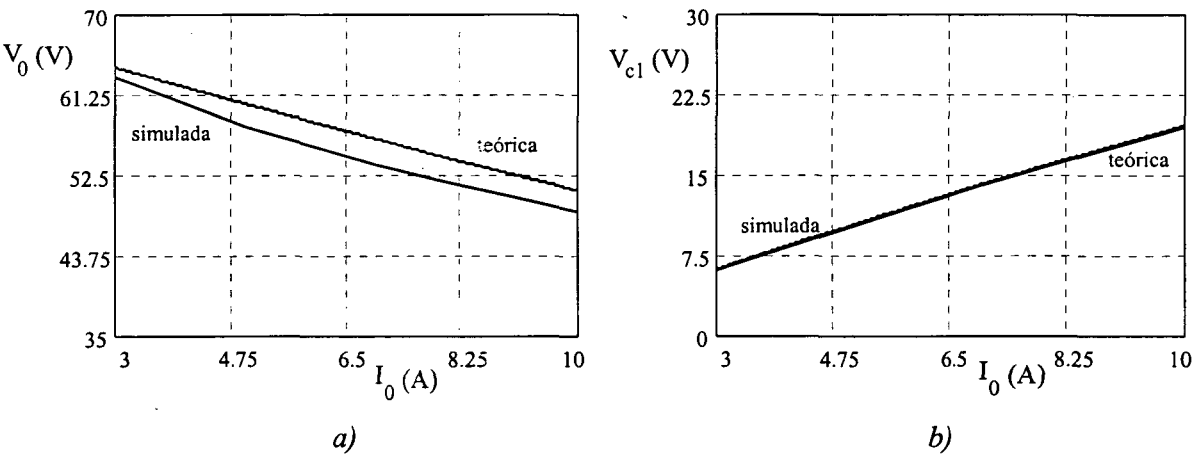


Fig. 3.26 - a) Curvas simulada e teórica de  $V_0$ ; - b) curvas simulada e teórica de  $V_{cl}$ .

### 3.4 - Comparação Entre os Conversores Simulados

Neste ponto, torna-se interessante uma comparação entre os conversores Buck estudados, pois já existem dados para confrontá-los em termos de esforços de tensão, esforços de corrente e faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$ . Portanto, os valores de tensão e corrente nos interruptores são convertidos para valores normalizados e são agrupados na Tabela 3.VII. A normalização é feita da seguinte forma:

$$V_n = \frac{V}{V_s} \quad \text{e} \quad I_n = \frac{I}{I_0}$$

Observando-se a Tabela 3.VII, pode-se constatar que os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic apresentam a mesma performance, em termos de tensão nos interruptores comandáveis, ou seja, valores máximos da ordem de 11% acima do valor da tensão de entrada. Já no conversor Buck-zeta esse valor é de aproximadamente 41%, ao passo que no conversor Buck-buck, é igual à tensão da fonte.

TABELA 3.VII - Tensões e correntes normalizadas nos interruptores. (\*) Tensão média em  $DT_s$ .

		Buck-buck	Buck-boost	Buck-buck-boost	Buck-cuk	Buck-sepic	Buck-zeta
M Á X I M O	$V_{S_1}$	1,0	1,11	1,11	1,11	1,11	1,42
	$V_{S_2}$	1,0	1,11	1,11	1,11	1,11	1,42
	$V_{D_{fw}}^*$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,9
M Á X I M O	$I_{S_1}$	2,0	1,0	1,0	1,0	1,14	1,34
	$I_{S_2}$	2,0	0,95	0,95	0,93	1,1	1,48
	$I_{D_{fw}}$	3,0	1,95	1,95	1,93	1,95	2,64
M É D I O	$I_{S_1}$	0,35	0,34	0,34	0,34	0,33	0,3
	$I_{S_2}$	0,33	0	0	0	0	0
	$I_{D_{fw}}$	0,98	0,65	0,66	0,64	0,66	1,0
E F I C Á Z	$I_{S_1}$	0,62	0,6	0,6	0,6	0,6	0,65
	$I_{S_2}$	0,86	0,48	0,48	0,48	0,55	0,73
	$I_{D_{fw}}$	1,45	0,95	0,95	0,93	0,95	1,35

Em termos de corrente, o conversor que apresenta os maiores esforços nos interruptores é o conversor Buck-buck, ao passo que os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic são os que apresentam os menores esforços. O conversor Buck-zeta é o que apresenta maiores esforços de tensão nos interruptores e, depois do conversor Buck-buck, é também o que apresenta maiores esforços de corrente. No entanto, em termos de comutação, é o único que pode operar com entrada em condução ZVS em  $S_1$  desde a vazio até a

plena carga, embora o conversor Buck-sepic, quando adequadamente projetado possa operar com entrada em condução ZVS em  $S_1$ , desde plena carga até valores de carga muito baixos.

### 3.5 - Conclusões

Todos os seis conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo apresentados no capítulo I e estudados no capítulo II foram projetados para atenderem às mesmas especificações. Esses conversores foram simulados em malha aberta e regime permanente, sendo apresentados os resultados das simulações. Através da observação das formas de onda de tensões e correntes, pôde-se constatar que os conversores comportam-se da forma prevista teoricamente e, tanto as etapas de operação quanto a comutação ZVS com modulação PWM foram confirmadas.

A partir de simulações realizadas com carga variável, pôde-se traçar as curvas da tensão na carga e nos capacitores de grampeamento as quais foram comparadas com aquelas determinadas teoricamente, demonstrando uma boa aproximação entre os resultados obtidos via simulação e aqueles obtidos pela análise teórica.

Por último, foi realizada uma comparação em termos de esforços de tensão e corrente nos interruptores. Através dessa comparação, ficou evidente que nenhuma das ações de grampeamento pode ser qualificada, *a priori*, como sendo a melhor, já que isso dependerá do tipo de aplicação e, conseqüentemente, dos níveis de tensão e correntes envolvidos.

## **CAPÍTULO IV**

### **CONVERSORES BUCK ZVS-PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO: RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

#### **4.1 - Introdução**

Neste capítulo são apresentados os resultados das experimentações realizadas com os conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, cujos projetos e simulações foram discutidos no capítulo III. Os dados utilizados, tais como especificações e parâmetros de circuito, são os mesmos especificados e determinados no capítulo anterior.

Para que se possa estabelecer um termo de comparação entre os conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo e os conversores PWM Convencionais, é montado e ensaiado, para atender às mesmas especificações, um conversor Buck PWM Convencional.

As especificações a serem atendidas pelos conversores serão repetidas aqui para tornar facilitado o acompanhamento do texto. Assim, tem-se:

Tensão de entrada:	150V;
Tensão de saída:	50V;
Potência de saída:	500W;
Frequência de comutação:	100kHz.

Todos os componentes, tais como: semicondutores, indutores e capacitores, foram selecionados em função das correntes e tensões obtidas por simulação.

## 4.2 - Circuito de Comando

O circuito de comando utilizado foi o mesmo para todos os conversores, sendo formado pelo CI 3524, um circuito integrado PWM que gera os pulsos de comando para ambos os interruptores comandáveis. Na Figura 4.1 pode ser visto um diagrama esquemático de todo o circuito de comando.

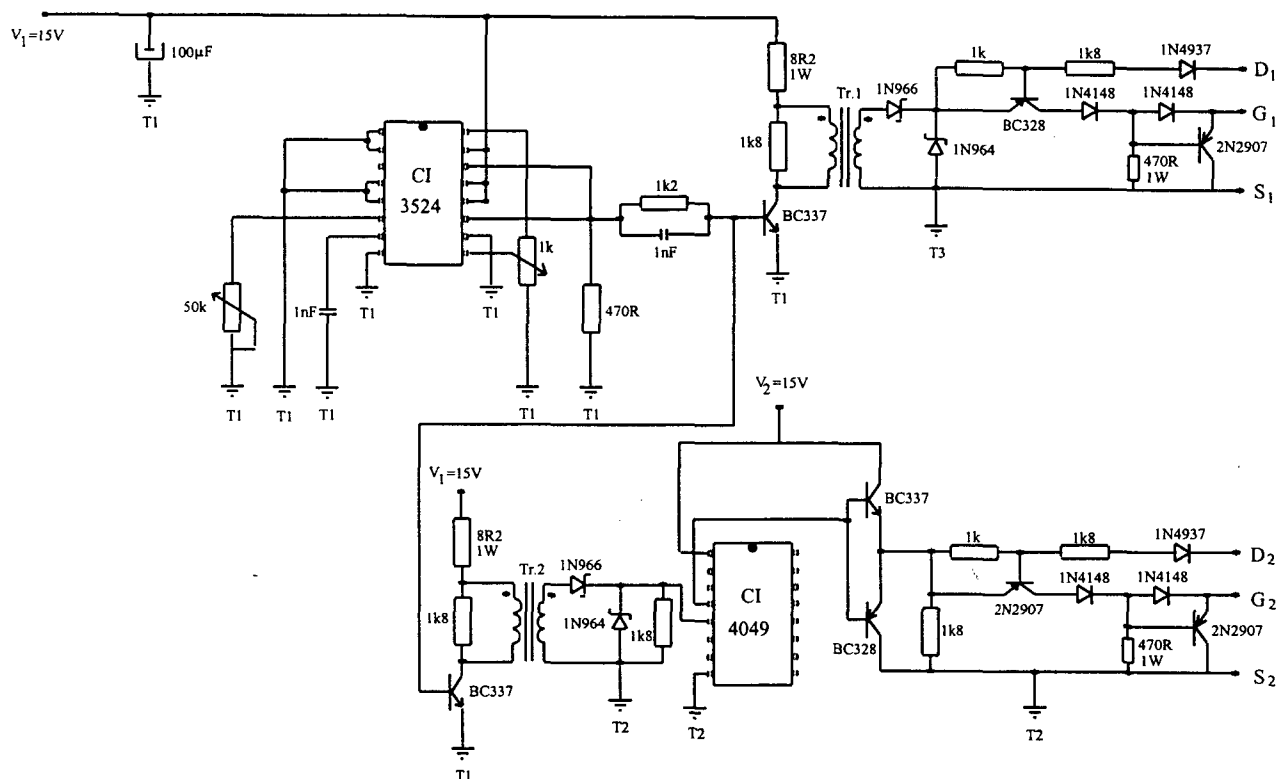


Fig. 4.1 - Diagrama esquemático do circuito de comando.

O CI 3534 foi utilizado de forma a gerar um trem de pulsos com frequência de até 500kHz, o que é possível através da união das saídas (pinos 11 e 14). Esse mesmo sinal, após ser amplificado, comanda o interruptor  $S_1$  e o seu complemento, o interruptor  $S_2$ . O sinal complementar é obtido através de um estágio inversor. Os estágios de amplificação do sinal PWM são separados em função da necessidade de isolamento do comando, pois os interruptores comandáveis, em todos os conversores estudados, apresentam-se formando um braço de comutação. A isolamento é provida por pequenos transformadores de núcleo toroidal.

Para que os MOSFETs, componentes utilizados como interruptores comandáveis, só entrem em condução quando a tensão entre dreno e fonte (*drain* e *source*) cair a zero, ou um valor muito pequeno, são utilizados dois circuitos que amostram essa tensão e conectam ou, ao contrário, desconectam, o sinal de comando. Quando a tensão entre dreno e fonte de cada

MOSFET cair abaixo de um valor, próximo de zero, o circuito conecta o sinal de comando, permitindo que o MOSFET entre em condução. Dessa forma, os MOSFETs são bloqueados através de um sinal de comando e entram em condução espontaneamente quando a tensão entre dreno e fonte cair a zero (característica de Tiristor Dual). Com o emprego dessa técnica, obtém-se também uma ótima proteção natural contra curto-circuitos de braço.

### 4.3 - Circuito Grampeador para o Diodo de Roda Livre

Em todos esses conversores é necessária a utilização de um circuito grampeador que não será mostrado nos esquemas dos circuitos de potência para não atrapalhar a visualização das topologias dos conversores. O emprego desse circuito tornou-se indispensável para limitar os inevitáveis picos (spikes) de tensão presentes no diodo de roda livre devido à sua característica de recuperação reversa. Embora o diodo utilizado tenha sido do tipo rápido e com uma característica suave de recuperação reversa (FRED), o emprego desse circuito grampeador foi necessário em função da energia armazenada no indutor ressonante durante o bloqueio desse diodo. Esse circuito é mostrado na Figura 4.2 e foi dimensionado conforme metodologia já apresentada na literatura [53].

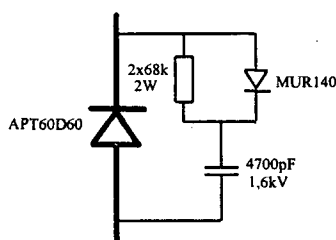


Fig. 4.2 - Circuito grampeador para o diodo  $D_{fw}$ .

## 4.4 - Resultados Experimentais

Os resultados experimentais, obtidos através dos ensaios realizados com os conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, são apresentados nos tópicos seguintes.

### 4.4.1 - Conversor Buck-buck

O circuito de potência do conversor Buck-buck pode ser visto na Figura 4.3.

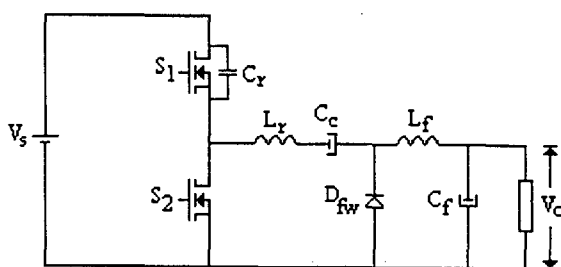


Fig. 4.3 - Conversor Buck-buck.

Componentes utilizados:

Interruptores  $S_1$  e  $S_2$ : Transistores do tipo MOSFET APT 5025;

Diodo  $D_{fw}$ : Diodo de potência APT 60D60;

Capacitores:  $C_c$  - capacitor eletrolítico HFC 220 $\mu$ F e 40V;  
 $C_f$  - 2 capacitores eletrolíticos HFC 220 $\mu$ F e 63V em paralelo;  
 $C_r$  - capacitor de prolipropileno 1000pF e 1,6kV (a associação em paralelo de  $C_r$  com as capacitâncias dos MOSFETs resulta em um valor total de 2,46nF);

Indutores:  $L_f$  - 160 $\mu$ H, núcleo E-42/15 IP6, N=31 e 5 #19 AWG;  
 $L_r$  - 1,5 $\mu$ H, núcleo E-30/7 IP10, N=2 e 18 #25 AWG.

Como se pode observar o capacitor de grampeamento é selecionado com uma capacitância grande com o objetivo de manter-se a tensão de grampeamento quase que sem ondulação para que as formas de onda se aproximem mais das formas de onda idealizadas. Isto não afeta o comportamento estático do conversor mas quando a resposta dinâmica deve ser considerada é importante que se adote os valores calculados no capítulo anterior.

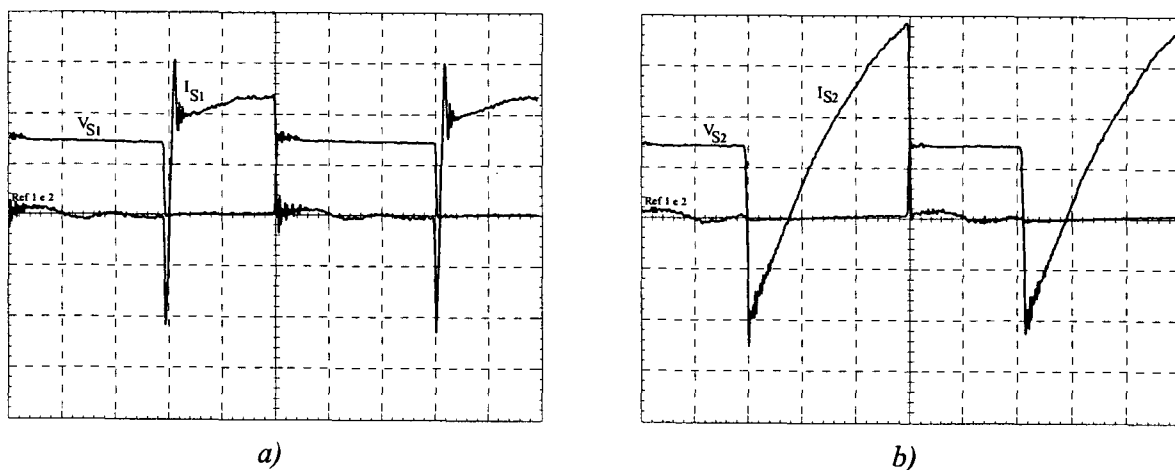


Fig. 4.4 - a) Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes em  $S_1$  e  $C_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div;  
 - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.



Nas Figuras 4.4 e 4.5 observam-se as principais formas de onda de interesse para operação nominal ( $D=0,42$ ).

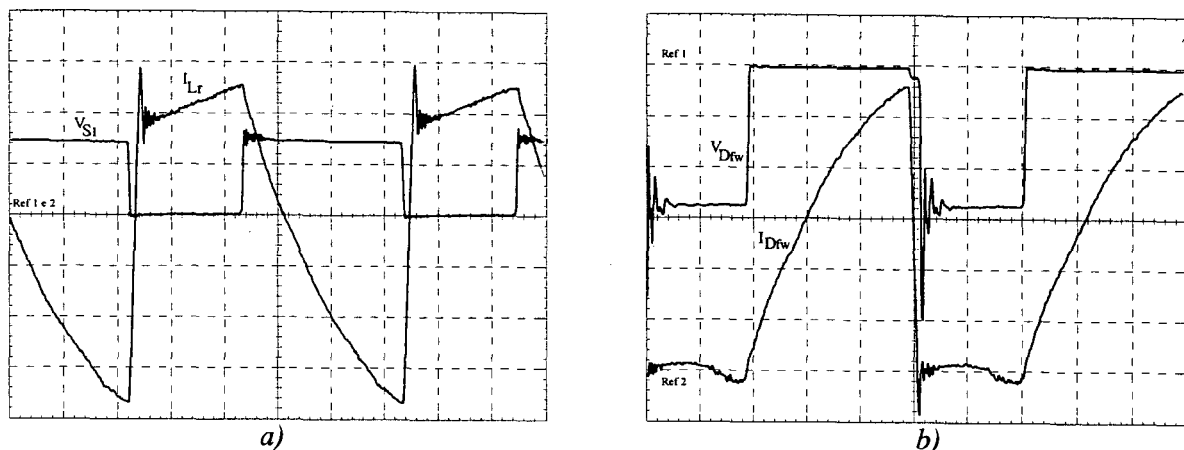


Fig. 4.5 - a) Tensão sobre  $S_1$  e corrente em  $L_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div;  
- b) tensão e corrente no diodo  $D_{fw}$ . Escalas: 50V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

Segundo o que mostra a Figura 4.4, os interruptores principais comutam sob tensão nula (comutação ZVS), tanto no bloqueio quanto na entrada em condução. As tensões entre dreno e fonte dos MOSFETs ficam grampeadas ao valor da tensão da fonte (150V). A forma de onda da corrente no MOSFET  $S_1$  apresenta um formato semelhante ao retangular, mantendo um valor máximo pouco maior que a corrente de carga (10A). No entanto, a corrente, no MOSFET  $S_2$  apresenta um valor de pico de, aproximadamente, o dobro da corrente de carga.

Na Figura 4.5.b são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no diodo de roda livre e, como pode ser visto, esse diodo é submetido a uma corrente máxima de, aproximadamente, três vezes a corrente de carga. Já a sua tensão fica limitada a um valor menor que a tensão da fonte, a menos do pico de 250V (*spike*) verificado no final do período de recuperação reversa.

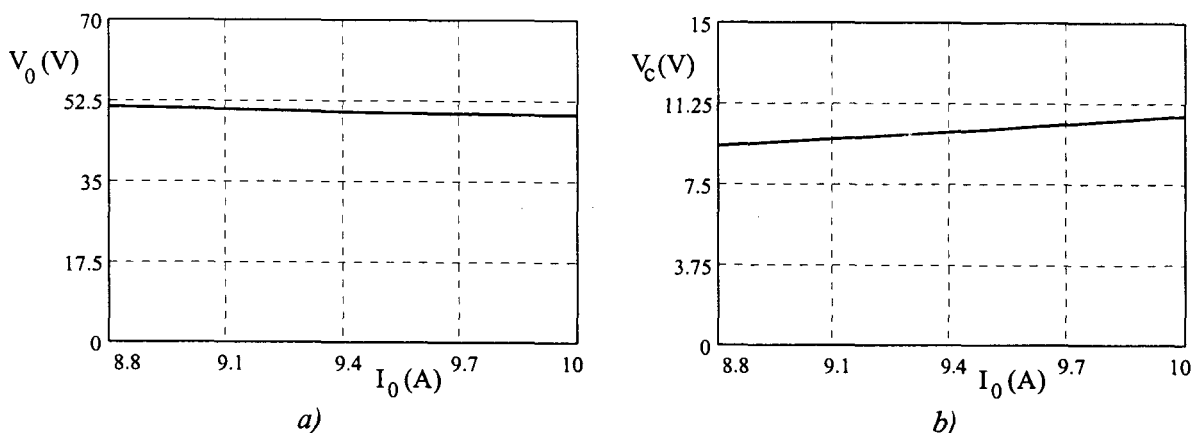


Fig. 4.6 - a) Tensão de saída; - b) tensão sobre o capacitor  $C_c$ .

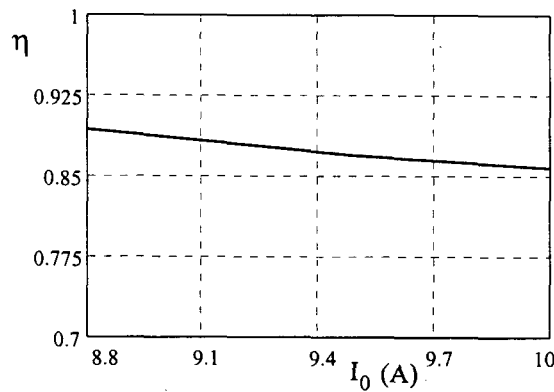


Fig. 4.7 - Curva de rendimento.

No segundo ensaio, variou-se a carga mantendo-se a razão cíclica constante. Assim, obtiveram-se as curvas da tensão de saída, da tensão sobre o capacitor de grameamento e do rendimento as quais são mostradas nas Figuras 4.6 e 4.7. A variação da corrente de carga não foi muito grande em função dos problemas de ajuste encontrados com o emprego do circuito **Tiristor Dual**. Conforme se verificará no decorrer do trabalho, um circuito de comando e *driver* mais adequado para esses conversores foi desenvolvido posteriormente.

#### 4.4.2 - Conversor Buck-boost

O circuito de potência do conversor Buck-boost é mostrado na Figura 4.8.

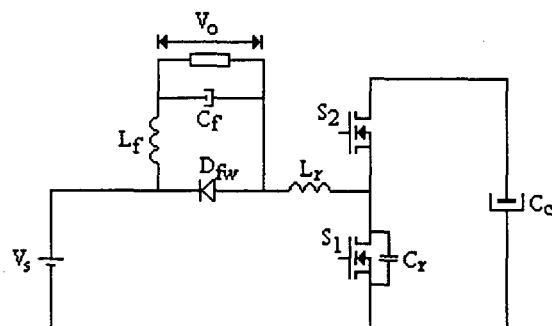


Fig. 4.8 - Conversor Buck-boost.

Os componentes utilizados foram:

Interruptores  $S_1$  e  $S_2$ : Transistores do tipo MOSFET APT 5025;

Diodo  $D_{fw}$ : Diodo de potência APT 60D60;

Capacitores:  $C_c$  - capacitor eletrolítico 470 $\mu$ F e 250V;

$C_f$  - 2 capacitores eletrolíticos HFC 220 $\mu$ F e 63V em paralelo;

$C_r$  - capacitor de prolipropileno 1000pF e 1,6kV;

Indutores:  $L_f$  - 160 $\mu$ H, núcleo E-42/15 IP6, N=31 e 5 #19 AWG;  
 $L_r$  - 5,0 $\mu$ H, núcleo E-30/7 IP10, N=5 e 18 #25 AWG.

Nas Figuras 4.9 e 4.10 são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente em condições nominais e, para uma razão cíclica de 0,412.

Através da Figura 4.9, pode-se verificar a comutação com tensão nula (ZVS) nos interruptores principais. A tensão nesses interruptores manteve-se grampeada no valor da tensão do capacitor  $C_c$  (aproximadamente 175V). Na Figura 4.10.b são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no diodo de roda livre e, segundo se vê, a corrente máxima é o dobro da corrente de carga, ao passo que a tensão apresenta um pico de 200V no bloqueio, que é limitado devido ao circuito grampeador.

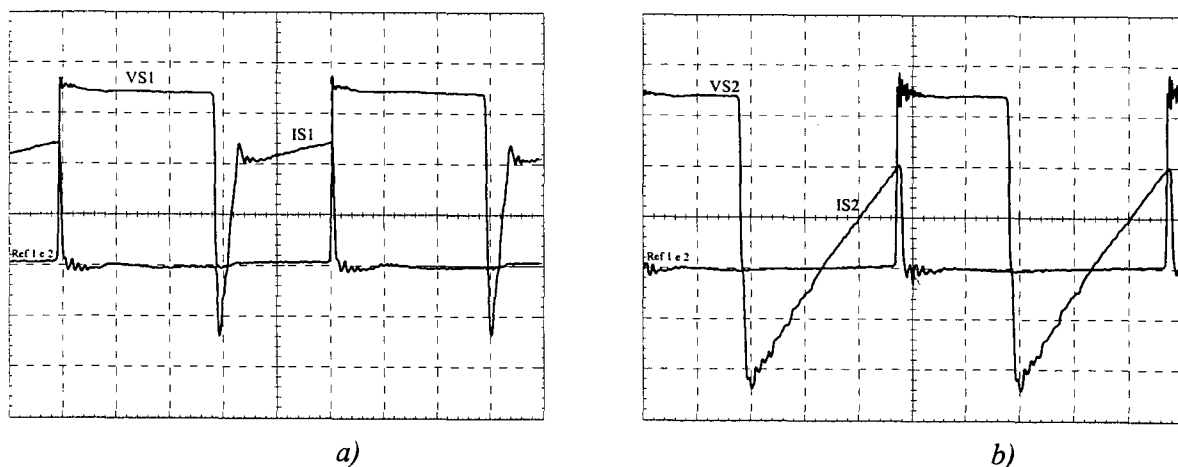


Fig. 4.9 - a) Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes em  $S_1$  e  $C_r$ . Escalas: 50V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div;  
 - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 50V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

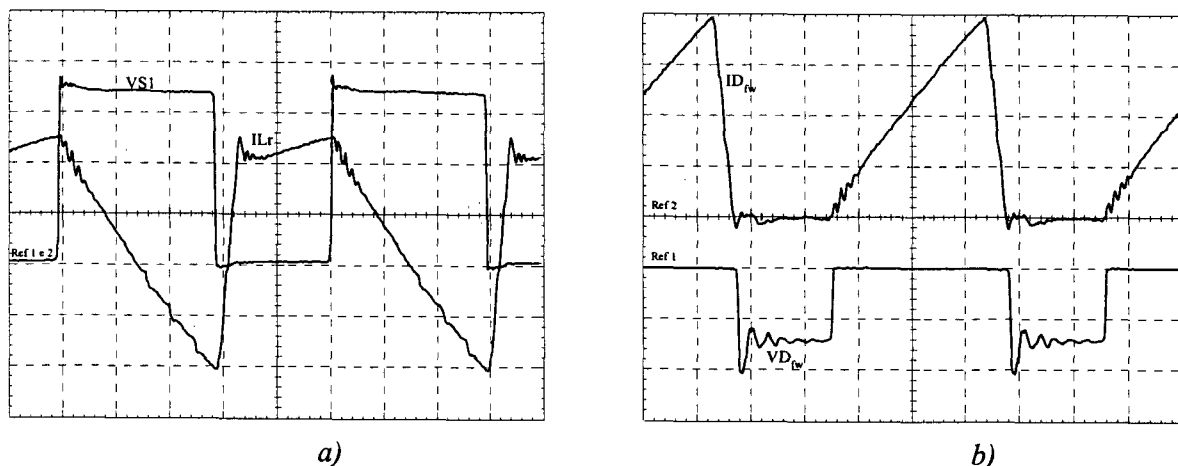


Fig. 4.10 - a) Tensão sobre  $S_1$  e corrente em  $L_r$ . Escalas: 50V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div;  
 - b) tensão e corrente no diodo  $D_{fw}$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

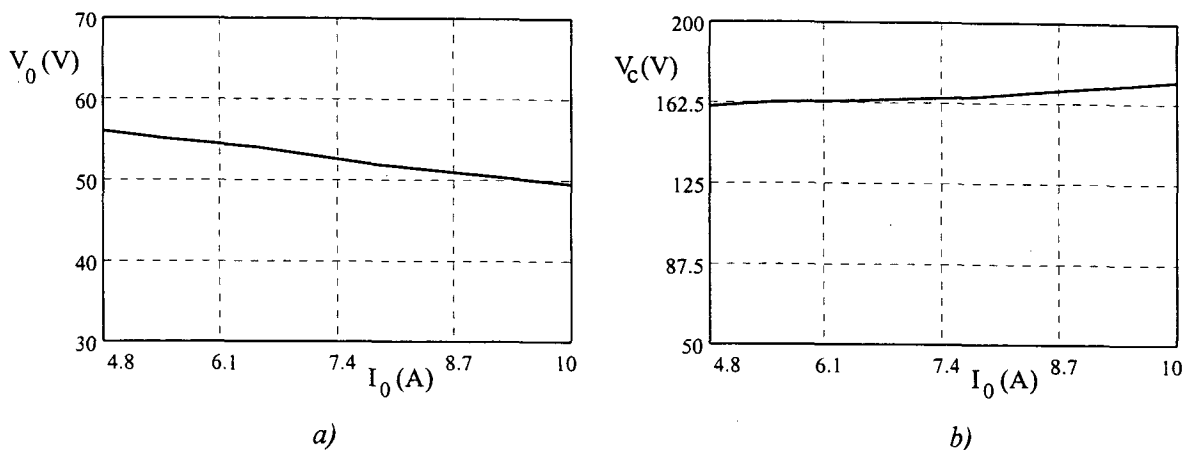


Fig. 4.11 - a) Tensão de saída; - b) tensão sobre o capacitor  $C_c$ .

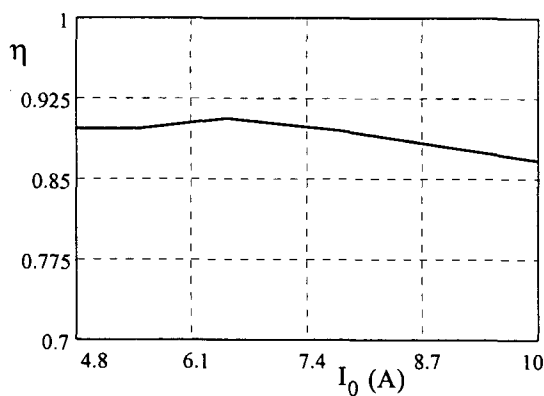


Fig. 4.12 - Curva de rendimento.

Na Figura 4.11 são mostradas as curvas das tensões na carga e no capacitor de grampeamento em função da corrente de carga, ao passo que na Figura 4.12 é mostrada a curva de rendimento, também em função da corrente de carga. Como se pode verificar, o rendimento manteve-se em uma faixa muito boa para um conversor Buck operando nesses níveis de potência e frequência (86% a 91%).

#### 4.4.3 - Conversor Buck-buck-boost

O circuito de potência do conversor Buck-buck-boost é mostrado na Figura 4.13.

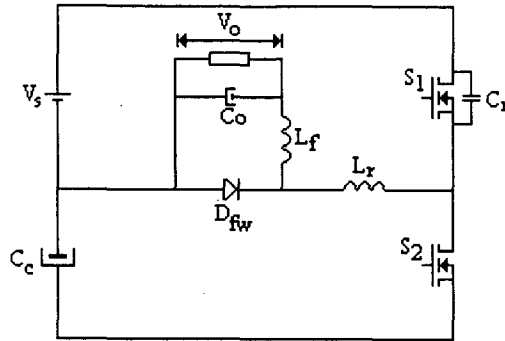


Fig. 4.13 - Conversor Buck-buck-boost.

Os componentes utilizados foram:

Interruptores  $S_1$  e  $S_2$ : Transistores do tipo MOSFET APT 5025;

Diodo  $D_{fw}$ : Diodo de potência APT 60D60;

Capacitores:  $C_c$  - capacitor eletrolítico HFC 220 $\mu$ F e 40V;

$C_f$  - 2 capacitores eletrolíticos HFC 220 $\mu$ F e 63V em paralelo;

$C_r$  - capacitor de prolipropileno 1000pF e 1,6kV;

Indutores:  $L_f$  - 160 $\mu$ H, núcleo E-42/15 IP6, N=31 e 5 #19 AWG;

$L_r$  - 5,0 $\mu$ H, núcleo E-30/7 IP10, N=5 e 18 #25 AWG.

Nas Figuras 4.14 e 4.15 são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente em condições nominais e para uma razão cíclica de 0,418.

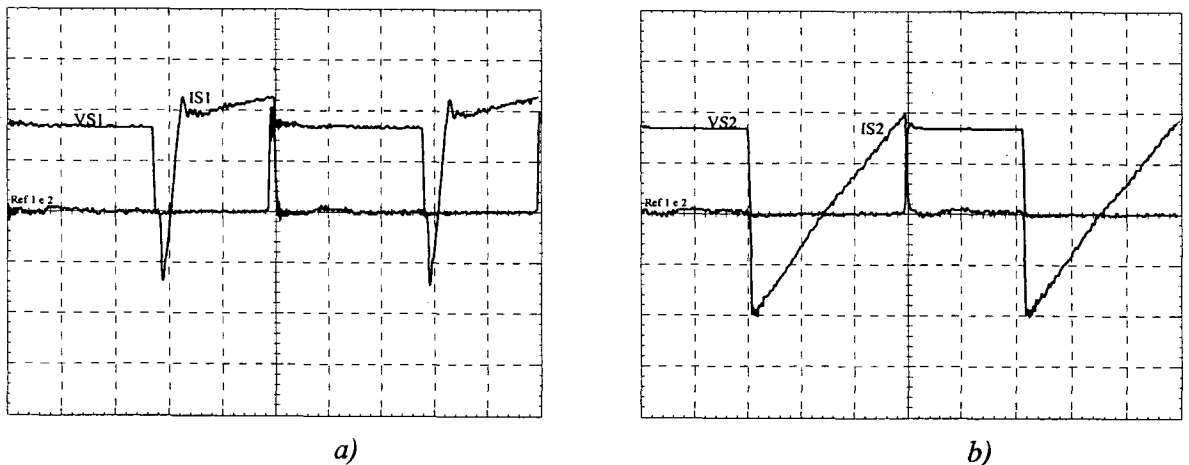


Fig. 4.14 - a) Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes em  $S_1$  e  $C_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div; - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

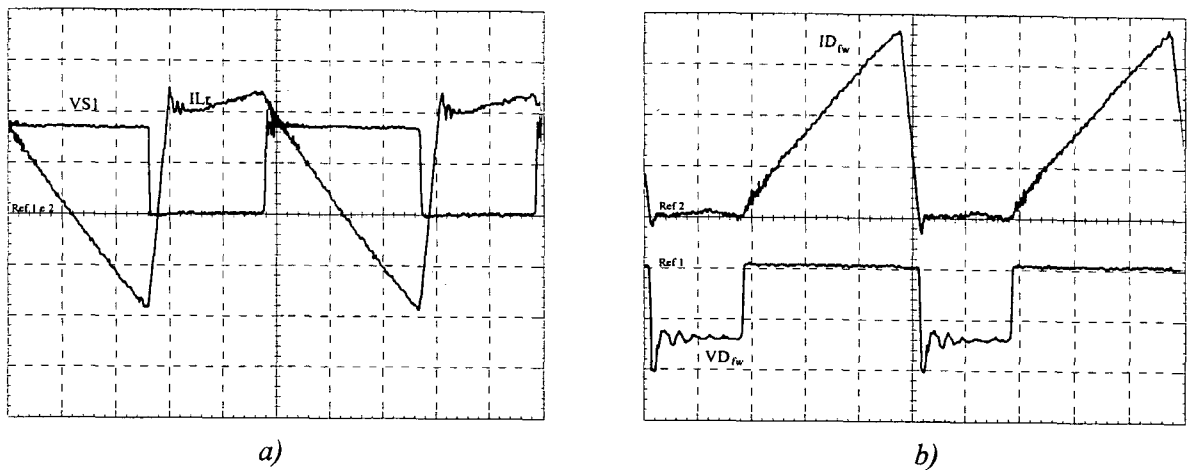


Fig. 4.15 - a) Tensão sobre  $S_1$  e corrente em  $L_r$  Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div;  
- b) tensão e corrente no diodo  $D_{fw}$  Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

Como pode ser visto, através da Figura 4.14, os interruptores comandáveis comutam com tensão nula (ZVS) e apresentam tensões grampeadas ao valor da soma da tensão da fonte com a tensão sobre o capacitor de grampeamento  $C_c$ . Na Figura 4.15.a são mostradas as formas de onda da tensão no interruptor principal e da corrente através do indutor ressonante. Na Figura 4.15.b é possível visualizar as formas de onda da corrente e da tensão no diodo de roda livre. Conforme o esperado, essas formas de onda são muito semelhantes àquelas do conversor anterior.

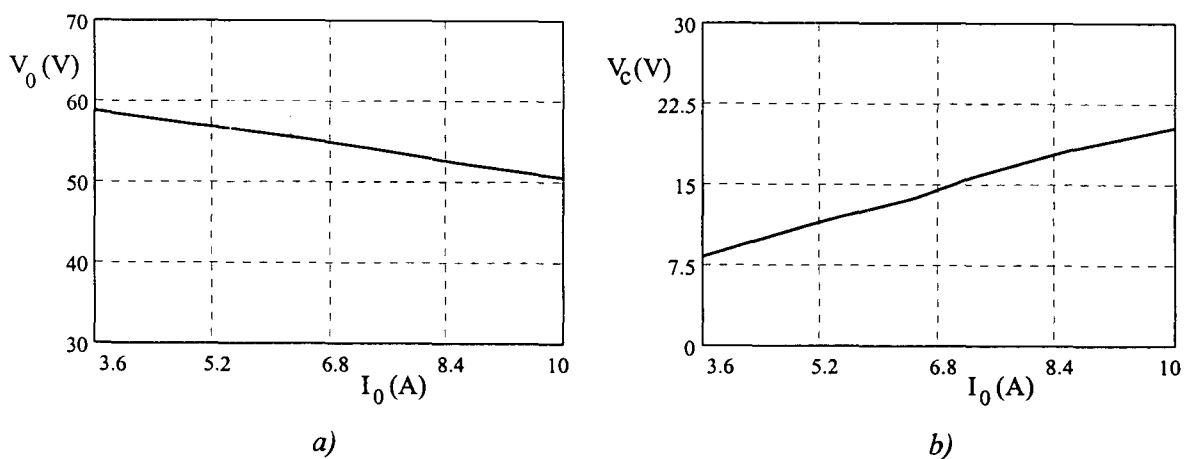


Fig. 4.16 - a) Tensão de saída; - b) tensão sobre o capacitor  $C_c$ .

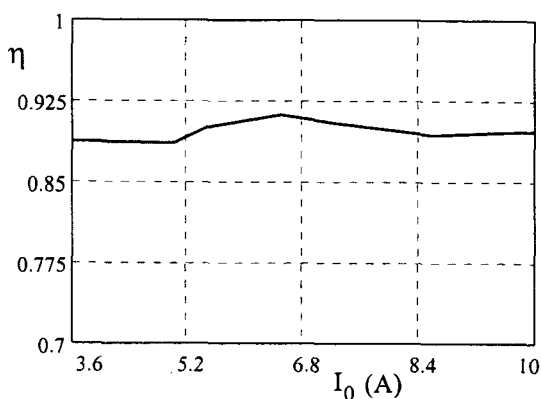


Fig. 4.17 - Curva de rendimento.

Nas Figuras 4.16.a e 4.16.b são mostradas as curvas de variação da tensão na carga e no capacitor de grampeamento em função da corrente de carga, ao passo que na Figura 4.17 é mostrada a variação do rendimento. Neste caso, o rendimento manteve-se em, aproximadamente, 90% para a faixa de carga estudada.

#### 4.4.4 - Conversor Buck-cuk

O circuito de potência do conversor Buck-cuk é mostrado na Figura 4.18.

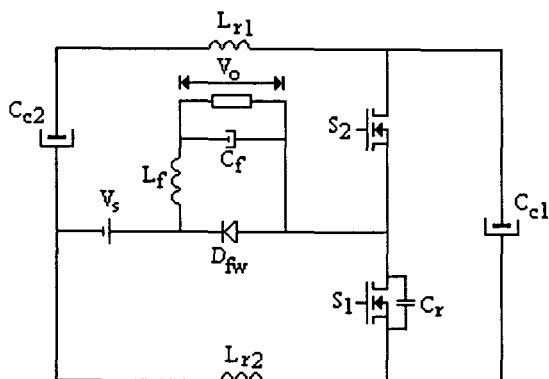


Fig. 4.18 - Conversor Buck-cuk.

Componentes do circuito de potência:

Interruptores  $S_1$  e  $S_2$ : Transistores do tipo MOSFET APT 5025;

Diodo  $D_{fw}$ : Diodo de potência APT 60D60;

Capacitores:  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  - capacitor eletrolítico 680 $\mu$ F e 400V;  
 $C_f$  - 2 capacitores eletrolíticos HFC 220 $\mu$ F e 63V em paralelo;  
 $C_r$  - capacitor de prolipropileno 1000pF e 1,6kV;

Indutores:  $L_f$  - 160 $\mu$ H, núcleo E-42/15 IP6, N=31 e 5 #19 AWG;

$L_{r1}$  e  $L_{r2}$  - 10,0 $\mu$ H, núcleo E-30/7 IP10, N=8 e 15 #25 AWG.

Nas Figuras 4.19 e 4.20 são apresentadas as principais formas de onda de interesse para  $D=0,424$ .

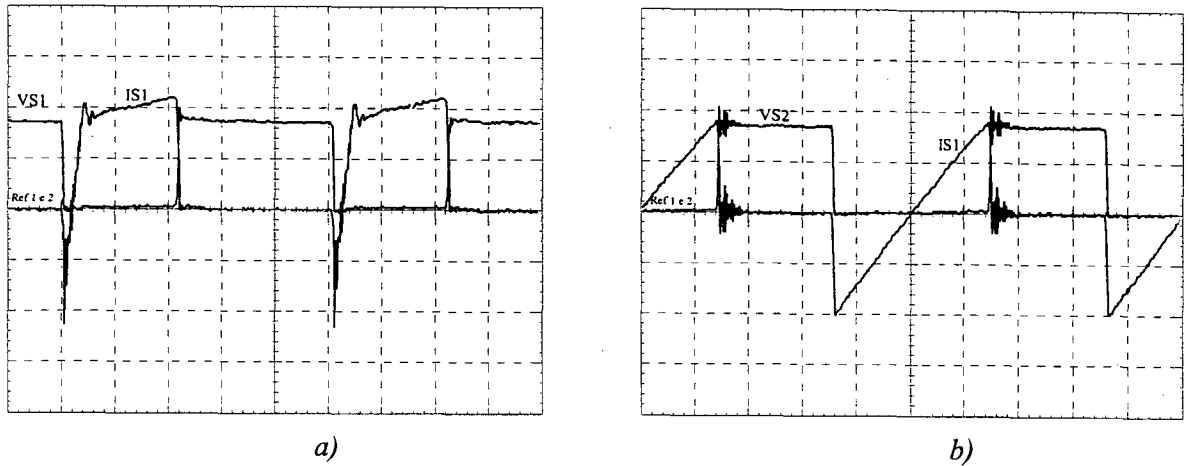


Fig. 4.19 - a) Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes em  $S_1$  e  $C_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div. - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

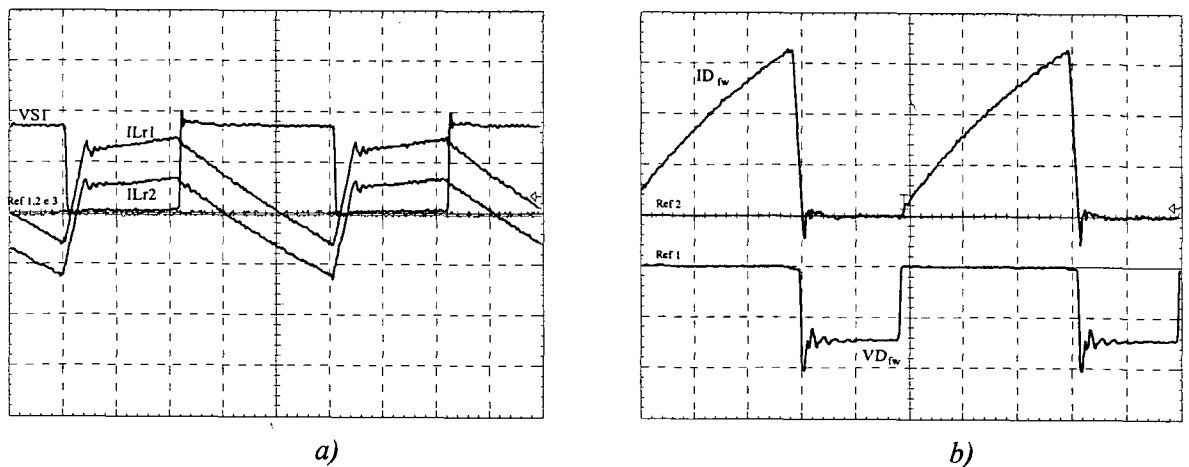
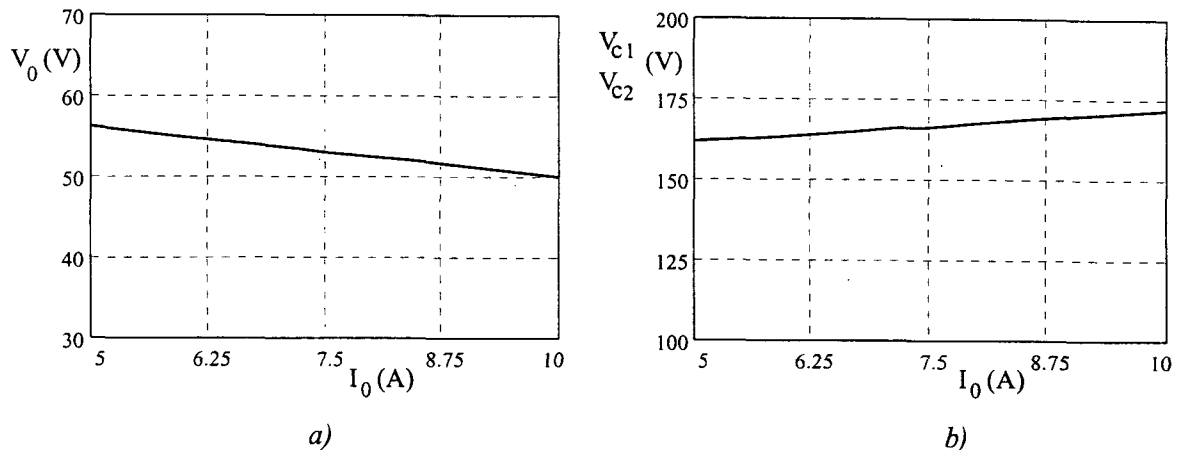


Fig. 4.20 - a) Tensão sobre  $S_1$  e correntes em  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div; - b) tensão e corrente no diodo  $D_{fw}$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

A comutação ocorre também da forma esperada (ZVS) nos interruptores principais. O diodo de roda livre apresenta uma corrente máxima um pouco menor que aquelas apresentadas pelos conversores anteriores. As formas de onda das correntes nos indutores ressonantes são iguais, porém, com valores médios diferentes, como já era esperado.





a) b)  
Fig. 4.21 - a) Tensão de saída; - b) tensões nas capacitâncias  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ .

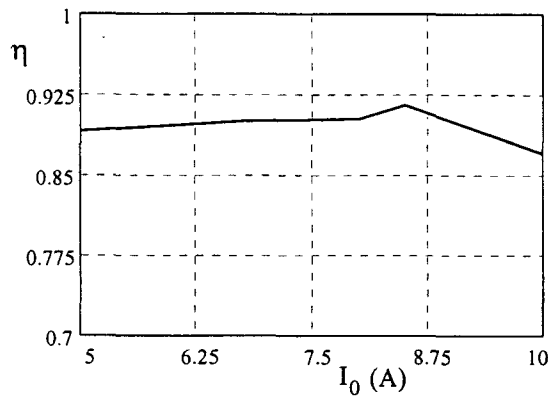


Fig. 4.22 - Curva de rendimento.

Nas Figuras 4.21.a e 4.21.b são mostradas as curvas de tensão na carga e nos capacitores de grampeamento, ao passo que na Figura 4.22 é mostrada a curva de rendimento.

4.4.5 - Conversor Buck-sepic

O circuito de potência do conversor Buck-sepic é mostrado na Figura 4.23.

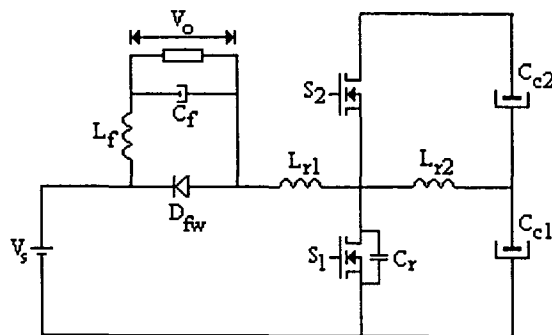


Fig. 4.23 - Conversor Buck-sepic.

Os componentes utilizados foram:

Interruptores  $S_1$  e  $S_2$ : Transistores do tipo MOSFET APT 5025;

Diodo  $D_{fw}$ : Diodo de potência APT 60D60;

Capacitores:  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  - capacitor eletrolítico 680 $\mu$ F e 400V;  
 $C_f$  - 2 capacitores eletrolíticos HFC 220 $\mu$ F e 63V em paralelo;  
 $C_r$  - capacitor de prolipileno 1000pF e 1,6kV;

Indutores:  $L_f$  - 160 $\mu$ H, núcleo E-42/15 IP6, N=31 e 5 #19 AWG;  
 $L_{r1}$  - 5,0 $\mu$ H, núcleo E-30/7 IP10, N=5 e 18 #25 AWG;  
 $L_{r2}$  - 135 $\mu$ H núcleo E-30/14 IP6, N=40 e 3 #25 AWG;

Como se pode constatar, dentre os dois projetos apresentados no capítulo anterior, somente o primeiro deles foi executado. Nas Figuras 4.24, 4.25 e 4.26 são mostradas as principais formas de onda de interesse para  $D=0,422$ .

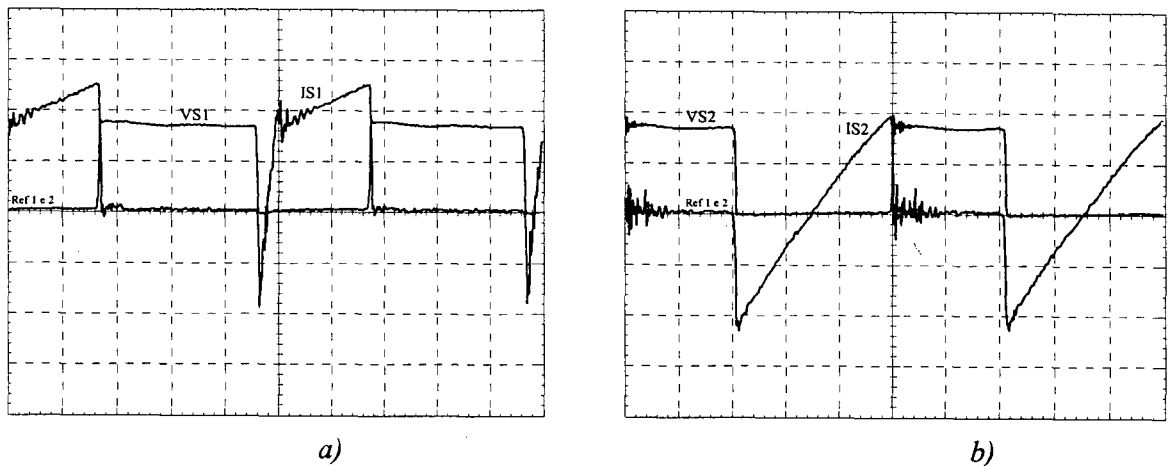


Fig. 4.24 - a) Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes em  $S_1$  e  $C_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div. - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

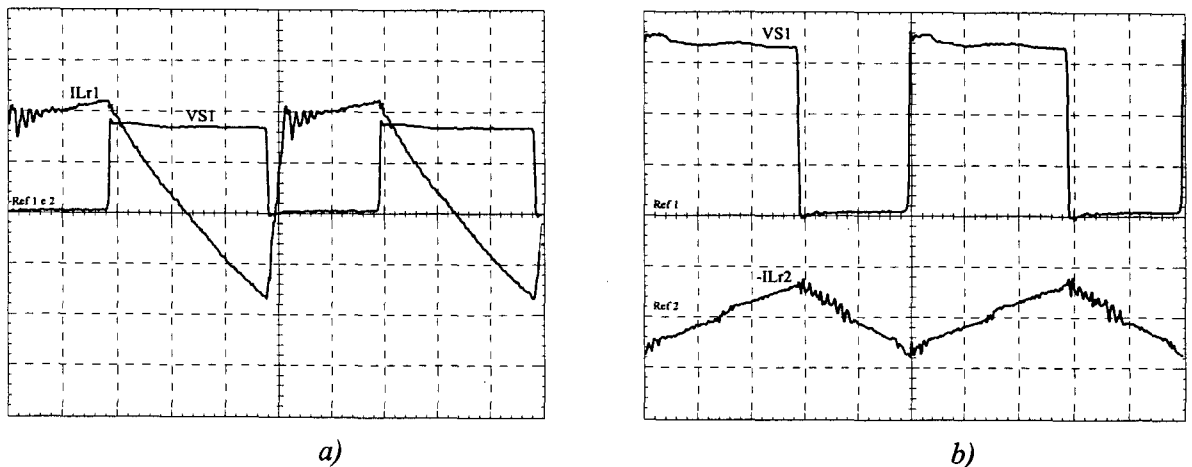


Fig. 4.25 - a) Tensão sobre  $S_1$  e corrente em  $L_{r1}$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div;  
 - b) tensão em  $S_1$  e corrente em  $L_{r2}$ . Escalas: 50V/div, 2A/div, 2 $\mu$ s/div.

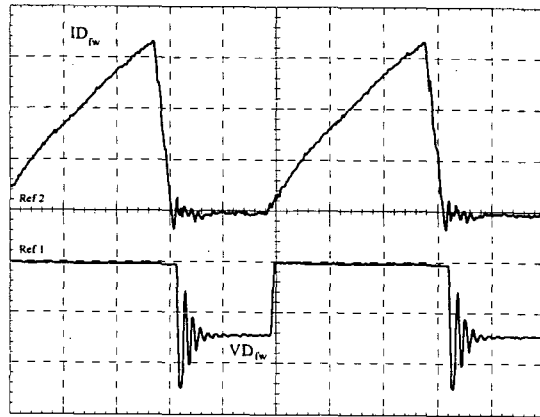


Fig. 4.26 - Tensão e corrente no diodo  $D_{fw}$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

As formas de onda mostradas nas Figuras anteriores também são compatíveis com aquelas obtidas por simulação, confirmando a comutação ZVS nos interruptores comandáveis. Os valores máximos de tensão e corrente nos interruptores são muito próximos daqueles apresentados pelos três conversores anteriores.

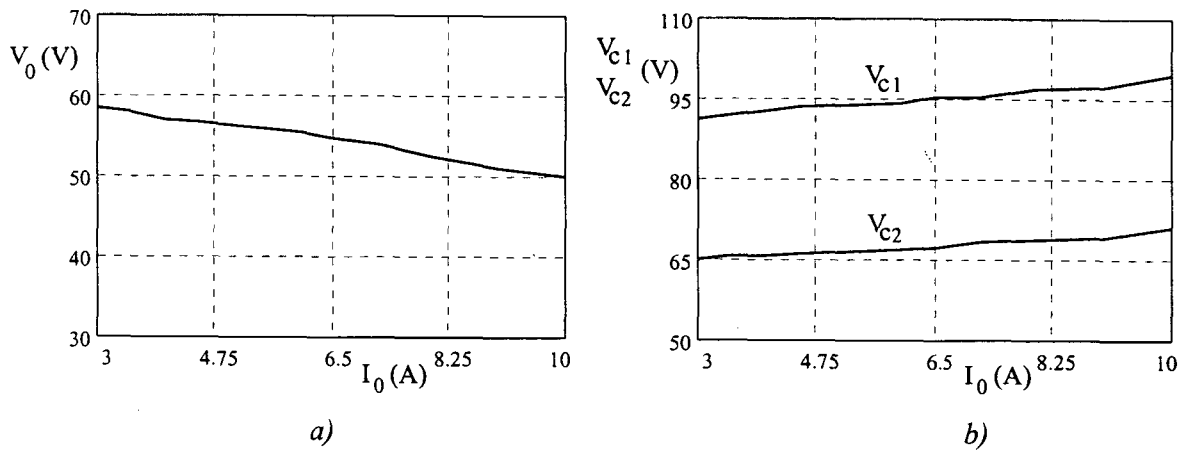


Fig. 4.27 - a) Tensão de saída; - a) tensões sobre os capacitores  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ .

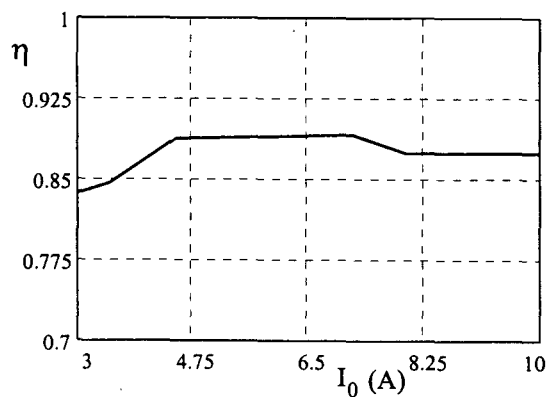


Fig. 4.28 - Curva de rendimento.

Nas Figuras 4.27.a e 4.27.b visualizam-se as curvas de tensão na carga e nos capacitores de grampeamento, ao passo que na Figura 4.28 é mostrada a curva de rendimento.

#### 4.4.6 - Conversor Buck-zeta

O circuito de potência do conversor Buck-zeta é mostrado na Figura 4.29.

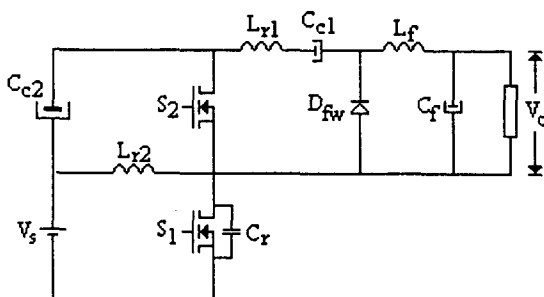


Fig. 4.29 - Conversor Buck-zeta.

Componentes do circuito de potência:

Interruptores  $S_1$  e  $S_2$ : Transistores do tipo MOSFET APT 5025;

Diodo  $D_{fw}$ : Diodo de potência APT 60D60;

Capacitores:  $C_{c1}$  - capacitor eletrolítico HFC - 220 $\mu$ F e 40V;

$C_{c2}$  - capacitor eletrolítico 680 $\mu$ F e 400V;

$C_f$  - 2 capacitores eletrolíticos HFC 220 $\mu$ F e 63V em paralelo;

$C_r$  - capacitor de prolipropileno 1000pF e 1,6kV;

Indutores:  $L_f$  - 160 $\mu$ H, núcleo E-42/15 IP6, N=31 e 5 #19 AWG;

$L_{r1}$  - 5,0 $\mu$ H, núcleo E-30/7 IP10, N=8 e 18 #25 AWG;

$L_{r2}$  - 218,6 $\mu$ H núcleo E-40/20 IP6, N=40 e 6 #25 AWG;

Nas Figuras 4.30, 4.28, 4.31 e 4.32 são apresentadas as formas de onda de interesse para  $D=0,422$ . Na Figura 4.30 podem ser vistas as formas de onda da corrente e da tensão nos interruptores comandáveis, nas quais fica evidente a comutação não-dissipativa com tensão nula (ZVS). Na Figura 4.31 são mostradas as formas de onda da tensão no interruptor principal  $S_1$ , bem como das correntes nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ . Segundo se pode verificar, o indutor  $L_{r2}$  faz um papel semelhante ao do circuito pólo ressonante, geralmente adicionado a um conversor para ampliar a faixa de carga com comutação ZVS, só que, neste caso, com corrente média não nula. Na Figura 4.33 podem ser vistas as formas de onda da tensão no interruptor principal novamente, assim como a forma de onda da corrente no indutor  $L_{r2}$  com o conversor operando a vazio. A faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$  foi desde a vazio até a plena carga.

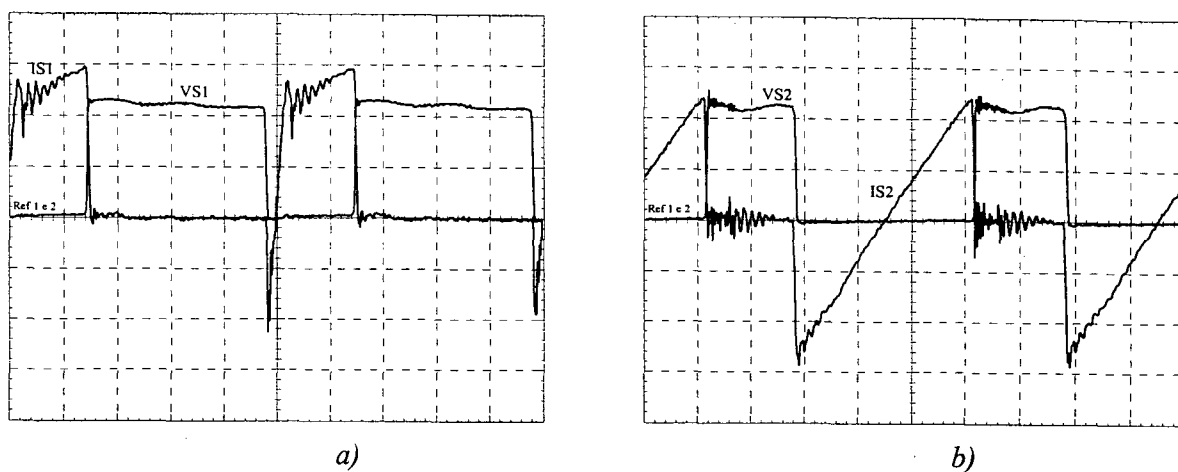


Fig. 4.30 - a) Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes em  $S_1$  e  $C_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div; - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

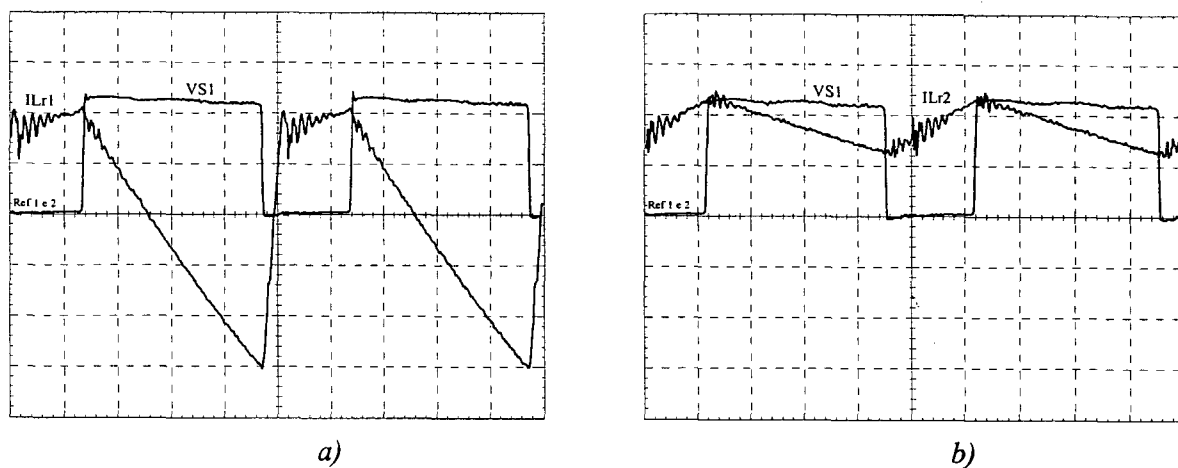


Fig. 4.31 - a) Tensão sobre  $S_1$  e corrente em  $L_{r1}$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div; - b) tensão em  $S_1$  e corrente em  $L_{r2}$ . Escalas: 100V/div, 2A/div, 2 $\mu$ s/div.

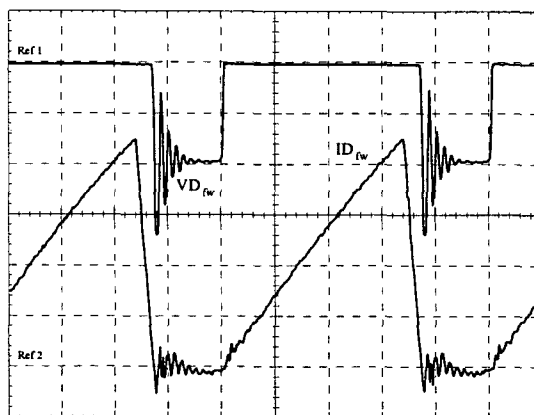


Fig. 4.32 - Tensão e corrente no diodo  $D_{fw}$ . Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

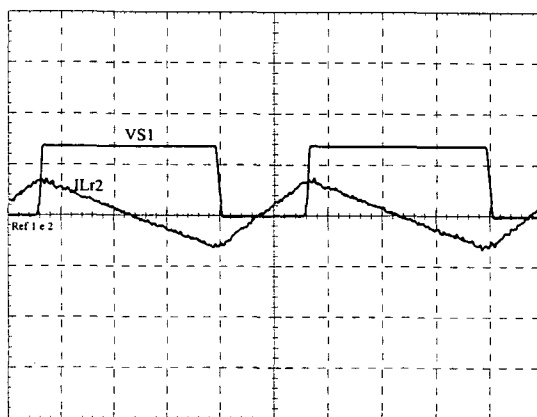


Fig. 4.33 - Tensão sobre  $S_1$  e corrente em  $L_{r2}$  a vazio. Escalas: 100V/div, 1A/div, 2 $\mu$ s/div.

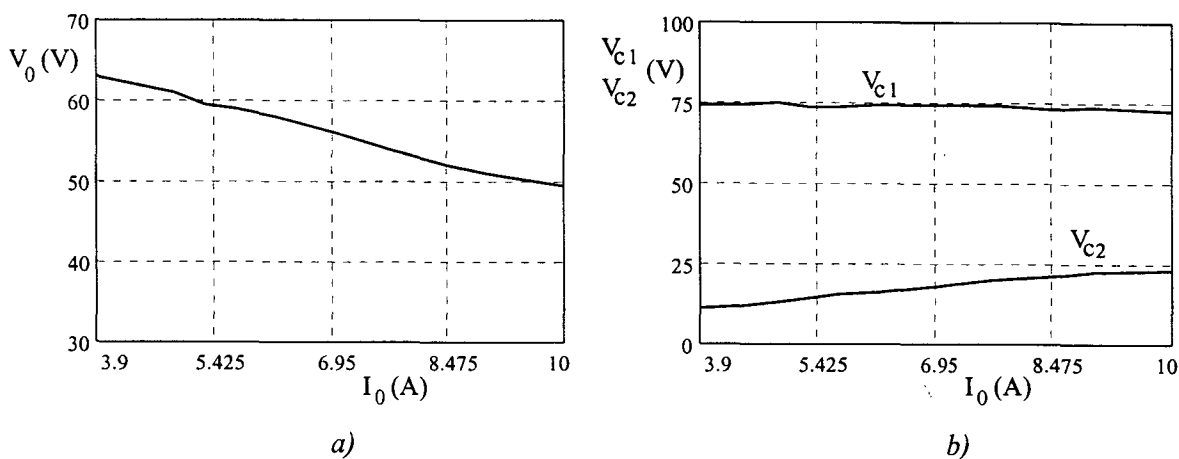


Fig. 4.34 - a) Tensão de saída; - b) tensões sobre os capacitores  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ .

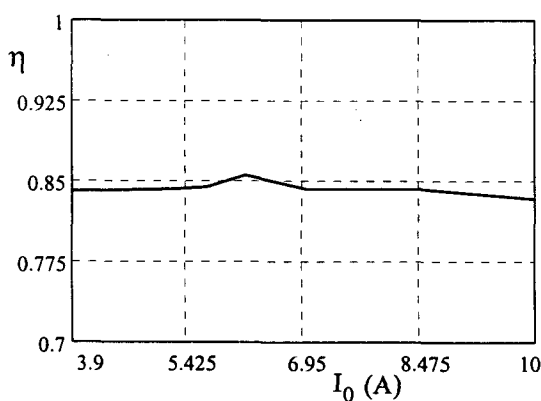


Fig. 4.35 - Curva de rendimento.

Nas Figuras 4.34.a e 4.34.b são mostradas as curvas de tensão na carga e nos capacitores de grampeamento, ao passo que na Figura 4.35 é mostrada a curva de rendimento em função da corrente de carga.

#### 4.4.7 - Conversor Buck-PWM Convencional

Com o objetivo de melhor estabelecer as vantagens e desvantagens dos conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, foi projetado e montado, para atender às mesmas especificações, um conversor Buck PWM Convencional com comutação dissipativa. Na Figura 4.36 é mostrado o circuito da etapa de potência e, na sequência, é apresentada a lista de componentes utilizados.

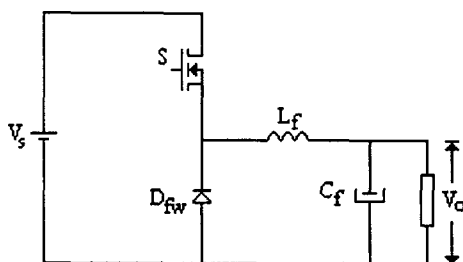


Fig. 4.36 - Conversor Buck PWM convencional.

Os componentes utilizados foram:

Interruptor S: Transistor do tipo MOSFET APT 5025;

Diodo  $D_{fw}$ : Diodo de potência APT 60D60;

Capacitores:  $C_f$  - 2 capacitores eletrolíticos HFC 220 $\mu$ F e 63V em paralelo;

Indutores:  $L_f$  - 160 $\mu$ H, núcleo E-42/15 IP6, N=31 e 5 #19 AWG;

Na Figura 4.37 são apresentadas as principais formas de onda de interesse para carga nominal e razão cíclica de 0,346. Na Figura 4.37.a podem ser vistas as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor comandável. Na figura 4.37.b são mostradas as formas de onda da corrente e da tensão no diodo de roda livre.

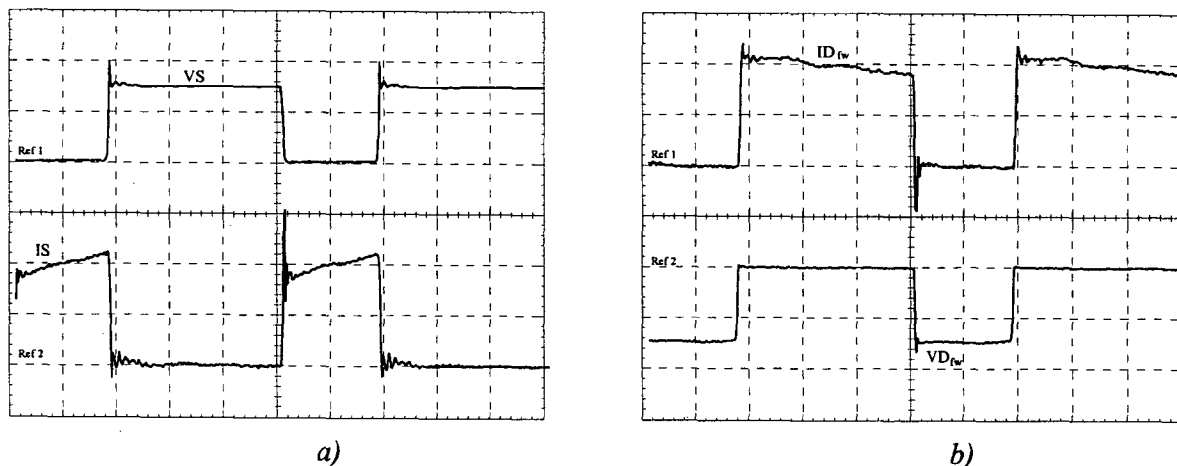


Fig. 4.37 - a) Tensão e corrente em  $S$ , Escalas: 100V/div, 5A/div, 2 $\mu$ s/div;  
- b) corrente e tensão no diodo  $D_{fw}$  Escalas: 5A/div, 100V/div, 2 $\mu$ s/div.

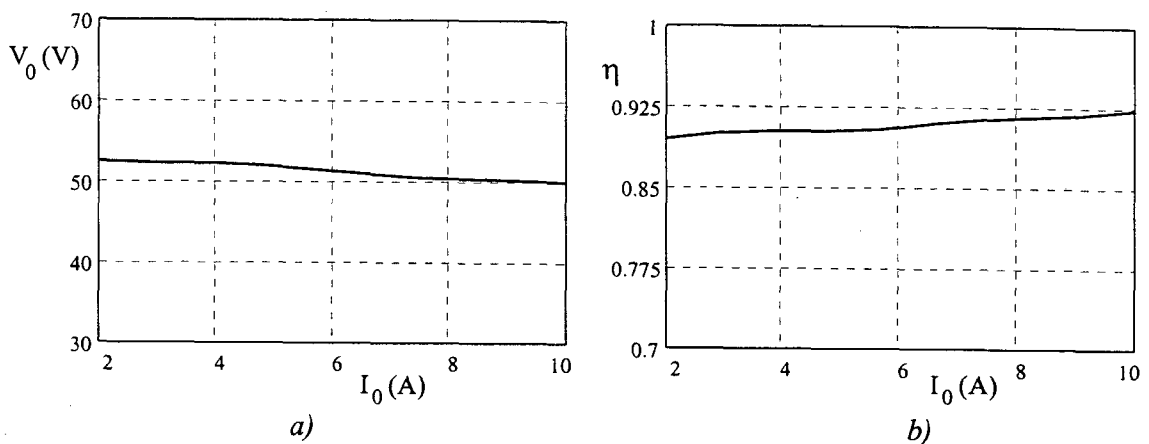


Fig. 4.38 - a) Tensão na carga; - b) curva de rendimento.

Na Figura 4.38 são mostradas as curvas de rendimento e tensão na carga em função da corrente de carga. O gráfico da Figura 4.38.b evidencia o rendimento elevado, da ordem de 90%, sendo considerado igual ou, até mesmo, melhor que em alguns dos conversores estudados. Esse alto rendimento é explicado pela rapidez de comutação dos MOSFETs empregados, demonstrando que para a frequência de comutação de 100kHz nos níveis de tensões e potência utilizados e para os componentes MOSFETs APT5025, as perdas de comutação não são significativas.

#### 4.4.8 - Comparação com o Conversor Buck PWM Convencional

Os conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo apresentaram uma faixa de rendimento entre 84% e 93%. Para melhor ilustrar esses dados e possibilitar a comparação em termos de rendimento entre esses conversores, são apresentadas na Figura 4.39 todas as curvas de rendimento levantadas experimentalmente.

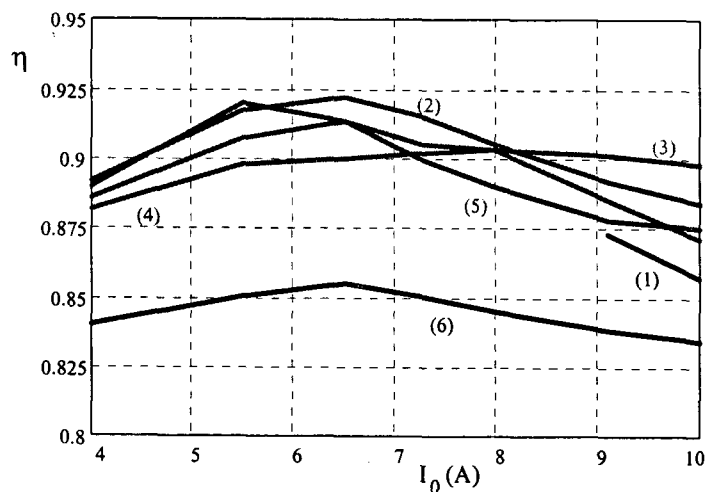


Fig. 4.39 - Curvas de rendimento dos conversores Buck-buck(1), Buck-boost(2), Buck-buck-boost(3), Buck-cuk(4), Buck-sepic(5) e Buck-zeta (6).



A partir da observação dessas curvas, pode-se verificar que o conversor Buck-zeta é o que apresenta o menor rendimento. Isso se deve a uma maior quantidade de energia reativa circulante e, portanto, maiores correntes eficazes nos semicondutores, resultando em maiores perdas por condução. No entanto, esse conversor foi o que apresentou a maior faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$ , ou seja, desde plena carga até a vazio.

O conversor Buck-buck foi o que apresentou a tensão de grampeamento mais baixa, mantendo as tensões sobre os interruptores comandáveis grampeadas ao valor da tensão de entrada, embora o rendimento tenha sido um dos menores.

Os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic apresentaram um comportamento semelhante em termos de comutação, de rendimento e tensões de grampeamento.

Como já é de conhecimento geral, a obtenção da comutação não-dissipativa em um conversor resulta, invariavelmente, em um acréscimo nas suas perdas em condução. Uma preocupação natural é a identificação da frequência na qual o conversor com comutação ZVS-PWM torna-se mais eficiente que seu respectivo PWM convencional com comutação dissipativa. A determinação desse limite de frequência teoricamente não é uma tarefa simples, no entanto, é um dado fundamental para que se estabeleça a viabilidade de um conversor com comutação não-dissipativa. Assim, foram realizados ensaios variando-se a frequência desde 60kHz até 300kHz, mantendo-se  $V_s=150V$ ,  $V_o=50$ ,  $P_o=500W$  e o mesmo circuito de comando e gatilho, para o conversor Buck PWM convencional e para o conversor Buck-boost. Os resultados desses ensaios são mostrados na Figura 4.40.

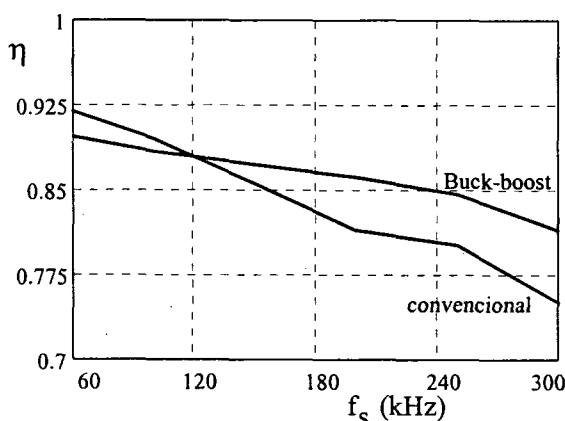


Fig. 4.40 - Curvas de rendimento em função da frequência, para os conversor Buck PWM convencional e Buck-boost.

Como se pode observar, através da Figura 4.40, a partir da frequência de 120kHz, o conversor Buck-boost passou a apresentar maior rendimento que o conversor Buck PWM convencional.

#### 4.5 - Conclusões

Foram projetados e montados os seis conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo apresentados e analisados nos capítulos anteriores. Através de ensaios e da observação do comportamento desses conversores, pôde-se constatar a validade do estudo desenvolvido.

Através da comparação do funcionamento dos seis conversores, pôde-se concluir que, sob o ponto de vista da comutação, aquele que apresentou melhor desempenho foi o conversor Buck-zeta, pois manteve a comutação ZVS integral em  $S_1$  desde a vazio até a plena carga. Em contrapartida, sob o ponto de vista de rendimento, o conversor que apresentou a pior performance foi também o conversor Buck-zeta, pois manteve uma curva de rendimento abaixo de 86%. Os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost, Buck-cuk e Buck-sepic apresentaram um desempenho semelhante, tanto sob o aspecto da comutação quanto do rendimento.

Para se estabelecer a faixa de frequência na qual a utilização dos conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo se torna atraente, sob o ponto de vista de rendimento, foram levantadas experimentalmente as curvas de rendimento, em função da frequência, mostradas na Figura 4.40. Essas curvas demonstram que, a partir da frequência de 120kHz, esses conversores apresentam rendimentos maiores que o do conversor PWM Convencional sob as mesmas condições e, quanto maiores as frequências de comutação, maior será essa diferença. Donde se conclui que os conversores estudados se adaptam bem em aplicações onde a redução de peso e volume e, portanto, a frequência de comutação elevada, são necessários.

## **CAPÍTULO V**

### **CONVERSORES BOOST ZVS-PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO: ANÁLISE TEÓRICA**

#### **5.1 - Introdução**

O conversor Boost tem atraído especial atenção entre os conversores CC-CC básicos não-isolados por se tornar uma ótima solução como estágio de pré-processamento de potência em fontes de alimentação monofásicas. Tanto em condução contínua quanto descontínua, através de uma técnica de controle adequada, é possível a obtenção de um alto fator de potência, visto pela rede, e de uma corrente de alimentação com baixas taxas de distorção harmônica. Assim, em função da importância assumida pelo conversor Boost, é importante estudar-se a viabilidade de utilização dos conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo, apresentados no capítulo I.

Da mesma forma como foi feito para os conversores Buck, são identificadas as etapas de operação, a característica externa é traçada e uma análise matemática, visando ao projeto, é realizada. A partir das expressões matemáticas, os conversores são projetados, simulados para, finalmente, através da comprovação experimental serem caracterizados.

Para tornar facilitada a análise e a descrição da operação dos circuitos, as seguintes considerações serão feitas:

- os conversores estão operando em regime permanente;
- os interruptores são considerados idealizados;
- o filtro de entrada de cada conversor possui uma indutância com uma ordem de grandeza tal que, juntamente com a fonte de alimentação, possa ser representado por uma fonte

de corrente constante, assim como o capacitor do filtro de saída possa ser representado por uma fonte de tensão constante;

- o indutor  $L_r$  armazena uma quantidade de energia suficiente para completar a descarga do capacitor  $C_r$  e polarizar diretamente o diodo intrínseco de  $S_2$  na quarta etapa;

- a frequência de ressonância do circuito formado por  $L_r$  e  $C_c$  é muito menor que a frequência de ressonância do circuito formado por  $L_r$  e  $C_r$ . Ou seja, as capacitâncias  $C_c$  ou  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  são muito maiores que  $C_r$ , podendo, então, serem representadas por fontes de tensão constante.

Na Figura 5.1 podem ser vistas as etapas de potência dos conversores Boost a serem analisados, já com as simplificações citadas acima.

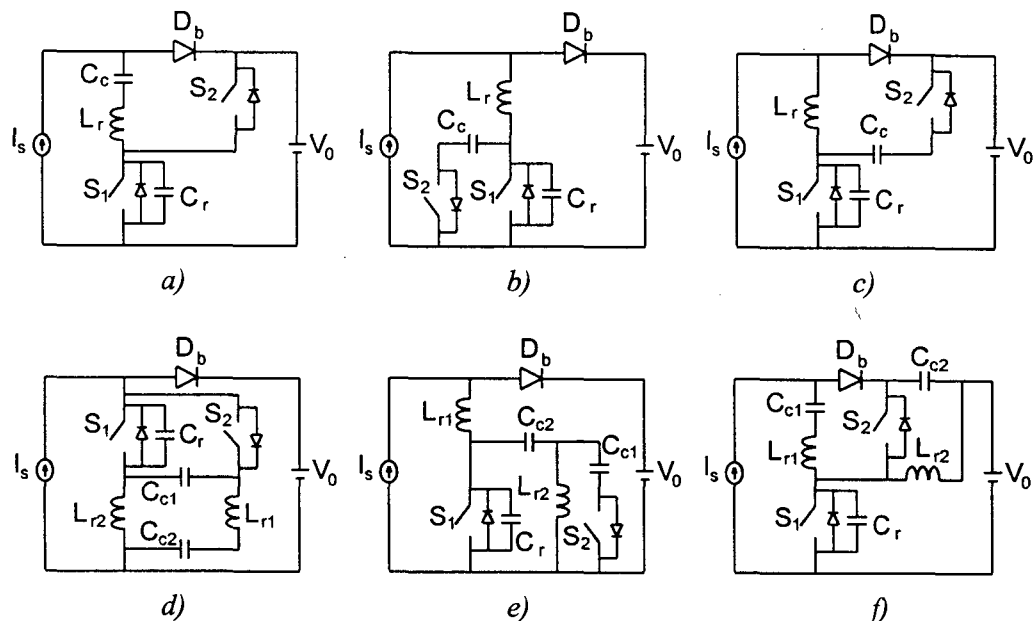


Fig. 5.1 - Conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo: - a) Boost-buck; - b) Boost-boost; - c) Boost-buck-boost; - d) Boost-cuk; - e) Boost-sepic; - f) Boost-zeta.

Serão descritas, portanto, as etapas de operação de cada conversor sem que sejam apresentadas, no entanto, as equações que as representam, na medida em que os resultados da análise estática estarão centrados em uma análise simplificada na qual, os intervalos de tempo em que ocorrem as comutações serão desprezados.

## 5.2 - Conversor Boost-buck

Na Figura 5.2 é mostrado o circuito da etapa de potência do conversor Boost-buck desenhado de uma outra forma. O circuito é formado por um interruptor principal ( $S_1$ ), um interruptor auxiliar ( $S_2$ ), um diodo boost ( $D_b$ ), um capacitor de grampeamento ( $C_c$ ), um indutor

ressonante ( $L_r$ ), um capacitor ressonante ( $C_r$ ), um indutor de filtro ( $L_f$ ) e um capacitor de filtro ( $C_0$ ). Os interruptores são comandados de forma complementar, com um pequeno intervalo de tempo morto no qual ocorrem as comutações. A transferência de energia da fonte para a carga ocorre quando o interruptor principal está bloqueado.

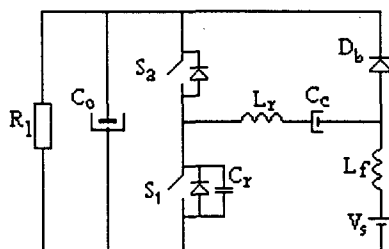


Fig. 5.2 - Conversor Boost-buck.

### 5.2.1 - Descrição das Etapas de Operação

Na Figura 5.3 pode ser vista a seqüência de estágios topológicos assumida pelo conversor durante um período de comutação, ao passo que na Figura 5.4 vêem-se as principais formas de onda idealizadas.

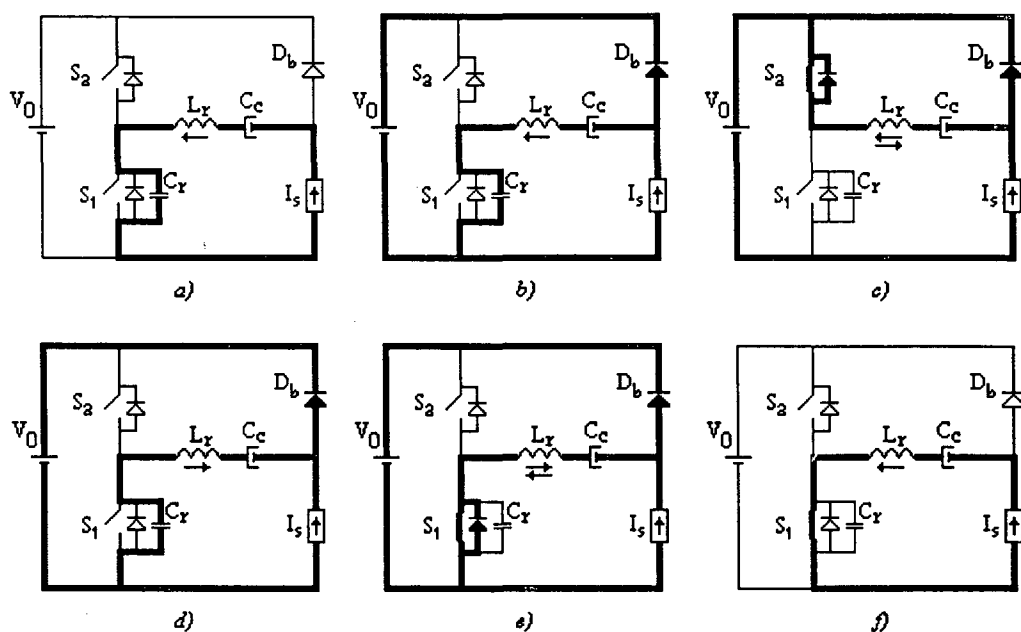


Fig. 5.3 - Seqüência de estágios topológicos assumidos pelo conversor durante um período de funcionamento. - a) estágio 1 ( $t_0-t_1$ ); - b) estágio 2 ( $t_1-t_2$ ); - c) estágio 3 ( $t_2-t_3$ ); - d) estágio 4 ( $t_3-t_4$ ); - e) estágio 5 ( $t_4-t_5$ ); - f) estágio 6 ( $t_5-t_6$ ).

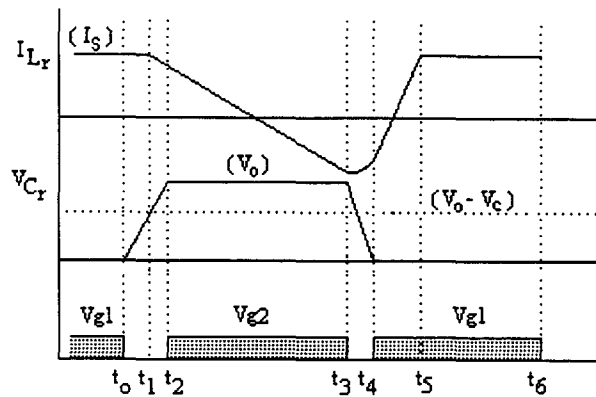


Fig. 5.4 - Principais formas de onda idealizadas.

A partir das Figuras 5.3 e 5.4 pode-se estabelecer uma descrição das etapas de operação do conversor.

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - carga linear do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado, a capacitância  $C_r$  carrega-se através da indutância  $L_r$  com corrente constante e igual à corrente da fonte. Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual à diferença entre  $V_0$  e  $V_c$ ; quando isso ocorre, o diodo  $D_b$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa.

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - primeira etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_b$  entra em condução, fazendo com que haja uma oscilação ressonante entre a indutância  $L_r$  e a capacitância  $C_r$ . Durante essa oscilação, a corrente em  $L_r$  decresce e a tensão sobre  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento, que é igual à tensão da carga ( $V_0$ ). A partir deste ponto, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa.

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de desmagnetização linear de  $L_r$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento, ao passo que a corrente na indutância  $L_r$  continua decrescendo, só que de forma quase linear, pois a capacitância  $C_c$  é muito grande. A tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele a comutação ZVS. A corrente em  $L_r$  inverte de sentido e cresce negativamente através de  $S_2$ . Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa.

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - segunda etapa ressonante: descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a corrente em  $L_r$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , que causará o decréscimo na tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero.

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de corrente linear em  $L_r$ .

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado para que a comutação ZVS seja obtida. A corrente em  $L_r$  inverte de sentido e cresce circulando através de  $S_1$  até atingir o valor da corrente da fonte, acarretando no bloqueio do diodo  $D_b$ , o que resulta no início da sexta etapa.

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de roda livre.

Durante esta etapa, a corrente flui através de  $S_1$  com um valor igual ao da corrente da fonte, ao passo que a tensão sobre  $C_r$  se mantém grampeada em zero. Essa etapa permanece até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de funcionamento.

### 5.2.2 - Característica Externa

Da mesma forma que para os conversores Buck, os tempos de comutação não são levados em consideração nesta análise, pois isso tornaria extremamente complicado o tratamento matemático e não levaria a resultados muito diferentes daqueles encontrados através de uma análise simplificada.

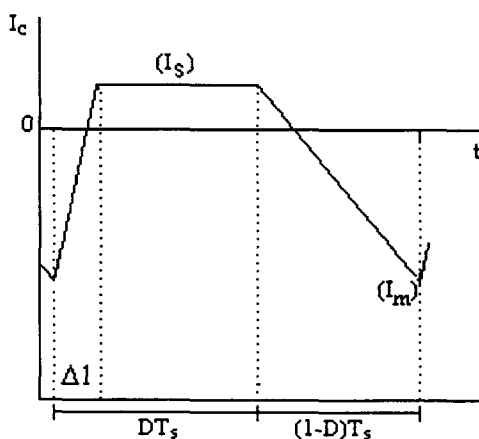


Fig. 5.5 - Corrente na capacitância de grampeamento  $C_c$ .

Portanto, desprezando-se os intervalos de comutação e, considerando-se o capacitor de grampeamento como uma fonte de tensão constante, pode-se proceder a uma análise das relações entre os valores médios de tensão e corrente.

Considerando-se a Figura 5.5, na qual está representada a corrente na capacitância de grampeamento ( $C_c$ ) e, sabendo-se que seu valor médio deve ser nulo em um período de chaveamento para que a operação seja estável, é possível, então, determinar-se a relação entre a tensão de grampeamento e a tensão de entrada. Assim, tem-se:

$$I_{c_{\text{Médio}}} = \int_0^{\Delta l} \left[ \frac{(V_0 - V_c)}{L_r} t + I_m \right] dt + \int_0^{DT_s - \Delta l} I_s dt + \int_0^{(1-D)T_s} \left[ -\frac{V_c}{L_r} t \right] dt = 0 \quad (5.1)$$

onde:

$$I_m = -\frac{V_c}{L_r}(1-D)T_s + I_s \quad (5.2)$$

e,

$$\Delta l = \frac{(I_s - I_m)L_r}{(V_0 - V_c)} \quad (5.3)$$

Resolvendo-se a equação (5.1), encontra-se:

$$\beta = \frac{V_c}{V_0} = \frac{2L_n}{2L_n + (1-D)^2} \quad (5.4)$$

onde:

$$L_n = L_r \frac{I_s}{V_0 T_s} = L_r \frac{I_0}{V_s T_s} \quad (5.5)$$

A relação entre as tensões sobre capacitância de grampeamento e a carga ( $\beta$ ), representada na forma gráfica, é mostrada na Figura 5.6.a.

Como em condições ideais, a potência média fornecida pela fonte deve ser igual à potência média absorvida pela carga, tem-se:

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{I_s}{I_0} \quad (5.6)$$

E, como o valor médio da corrente na capacitância  $C_c$  deve ser nulo, tem-se:

$$I_s = I_0 + I_{s_2} \quad (5.7)$$

Dividindo-se a expressão (5.7) por  $I_s$  e substituindo (5.6), obtém-se:

$$q = \frac{1}{1 - \frac{I_{s_2}}{I_s}} \quad (5.8)$$



O valor médio da corrente no interruptor auxiliar  $S_2$  pode ser calculado da seguinte forma:

$$I_{S_2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[ \frac{V_c}{L_r} t - I_s \right] dt \quad (5.9)$$

Resolvendo-se a equação (5.9), obtém-se:

$$\frac{I_{S_2}}{I_s} = D - \left[ 1 - \frac{(1-D)^2 \beta}{2L_n} \right] = D - \beta \quad (5.10)$$

Substituindo (5.10) em (5.6), tem-se:

$$q = \frac{1}{1 - (D - \beta)} \quad (5.11)$$

ou, então,

$$q = \frac{1}{1 - \left[ D - \frac{2L_n}{2L_n + (1-D)^2} \right]} \quad (5.12)$$

Como se pode observar, através das equações (5.4), (5.11) e (5.12), tanto o conversor Buck-buck, quanto o conversor Boost-buck apresentam o mesmo  $\beta$  e as expressões de ganho estático apresentam a mesma relação que no caso dos conversores Buck e Boost PWM Convencionais. Isso faz com que a análise dos próximos conversores Boost se torne, em muito, facilitada pois, na medida em que se conhecem as expressões de ganho estático e de  $\beta$  para os conversores Buck, basta aplicar a relação entre os ganhos estáticos dos conversores Buck e Boost PWM Convencionais para se obterem as expressões para os conversores Boost propostos.

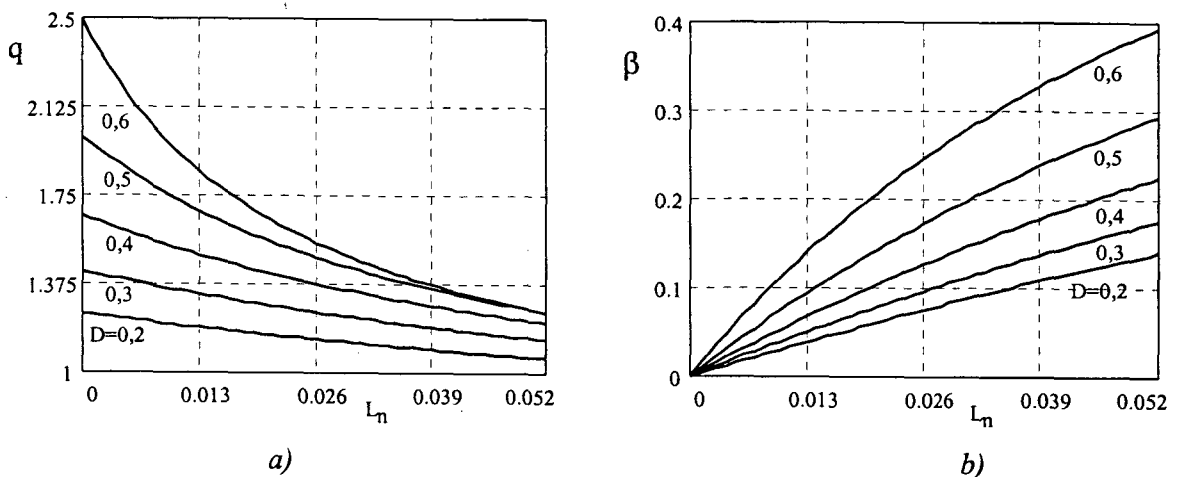


Fig. 5.6 - a) Característica externa estática do conversor Boost-buck); - b) tensão normalizada em  $C_c$  ( $\beta$ ).

Na Figura 5.6 (itens a e b) são mostrados os gráficos do ganho estático e de  $\beta$  em função da variação da corrente de carga.

A partir dos ábacos mostrados na Figura 5.6, pode-se verificar que, com o acréscimo da carga, há uma tendência a um decréscimo na tensão de saída e, quanto maior a razão cíclica, maior será a tensão de carga. É possível observar também que, quanto maior a corrente de carga, maior será a tensão sobre a capacitância de grampeamento. Já a tensão de grampeamento sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  permanece constante e igual ao valor da tensão da carga.

### 5.3 - Conversores Boost-boost, Boost-buck-boost e Boost-cuk

Por apresentarem uma operação muito semelhante, os conversores Boost-boost, Boost-buck-boost e Boost-cuk serão estudados em conjunto. Todos eles são formados por dois interruptores ativos ( $S_1$  e  $S_2$ ), um diodo boost ( $D_b$ ), uma fonte de tensão de entrada ( $V_s$ ), um indutor de filtro de entrada ( $L_f$ ), um capacitor de filtro de saída ( $C_f$ ) e um capacitor ressonante ( $C_r$ ). Os dois primeiros apresentam também um capacitor de grampeamento ( $C_c$ ) e um indutor ressonante ( $L_r$ ), ao passo que o terceiro apresenta dois capacitores de grampeamento ( $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ ) e dois indutores ressonantes ( $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ). Os circuitos desses conversores são mostrados na Figura 5.7.

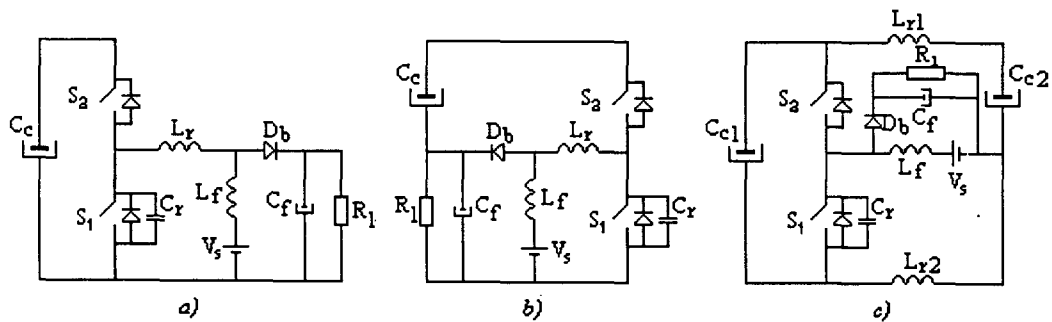


Fig. 5.7 - Conversores Boost-boost, Boost-buck-boost e Boost-cuk.

#### 5.3.1 - Descrição das Etapas de Operação

A descrição das etapas de operação será realizada de forma simultânea já que a operação desses conversores é muito semelhante.

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - carga linear do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado, a capacitância  $C_r$  carrega-se através da indutância  $L_r$ , nos conversores Boost-boost e Boost-buck-boost e, no conversor Boost-cuk, através das indutâncias  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  e das capacitâncias  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ , com corrente constante e igual à

corrente da fonte. Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual à tensão da carga. A partir daí, o diodo  $D_b$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa. Os circuitos que representam esta etapa de operação podem ser vistos na Figura 5.8.

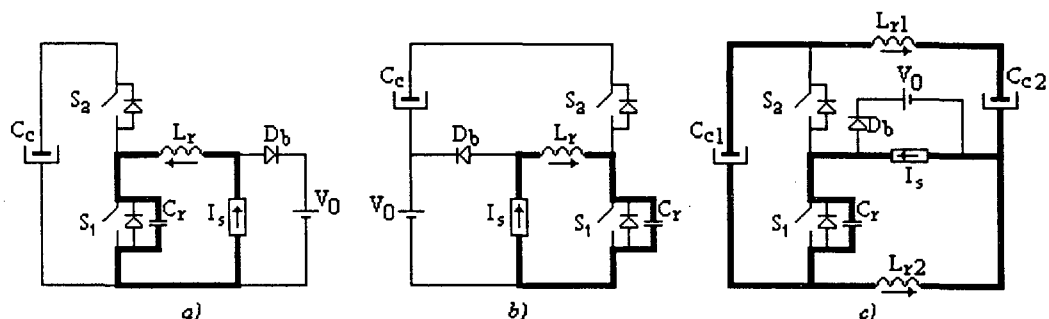


Fig. 5.8 - Conversores Boost com ação de grampeamento do tipo: - a) boost; - b) buck-boost; - c) cuk.

#### ETAPA 2: $[t_1, t_2]$ - primeira etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_b$  entra em condução, resultando em uma oscilação ressonante entre a indutância  $L_r$  e a capacitância  $C_r$ , nos conversores Boost-boost e Boost-buck-boost. No conversor com Boost-cuk, essa oscilação ocorre entre o paralelo das indutâncias  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  com a capacitância  $C_r$ . Durante essa oscilação, a corrente em  $L_r$  e em  $L_{r1}+L_{r2}$  decresce, ao passo que a tensão sobre  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento que, para o conversor Boost-boost, é igual à tensão  $V_c$ , para o conversor Boost-cuk é igual à tensão  $V_{c1}$  e para o conversor Boost-buck-boost é igual à soma  $V_c+V_0$ . Quando isso ocorre, o diodo intrínseco de  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa. Os circuitos equivalentes desta etapa de operação, para os três conversores, podem ser vistos na Figura 5.9.

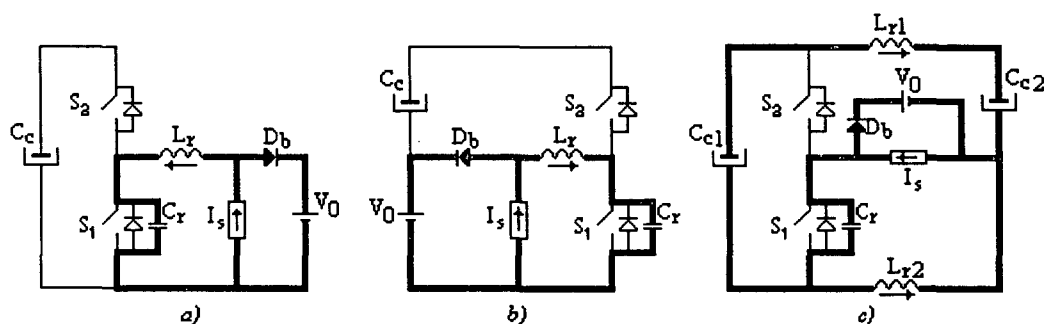


Fig. 5.9 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) boost; - b) buck-boost; - c) cuk.

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de desmagnetização linear de  $L_r$  e  $L_{r1} + L_{r2}$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grameamento e a corrente na indutância  $L_r$  e em  $L_{r1} + L_{r2}$ , continua decrescendo, só que de forma quase linear, pois as capacitâncias de grameamento são de valor elevado. A tensão sobre  $S_2$  fica grameada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele a comutação ZVS. A corrente em  $L_r$  e de  $L_{r1} + L_{r2}$  inverte de sentido e cresce negativamente circulando através de  $S_2$ . Esta etapa permanece até que  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa. Os circuitos mostrados na Figura 5.10 representam esta etapa de operação.

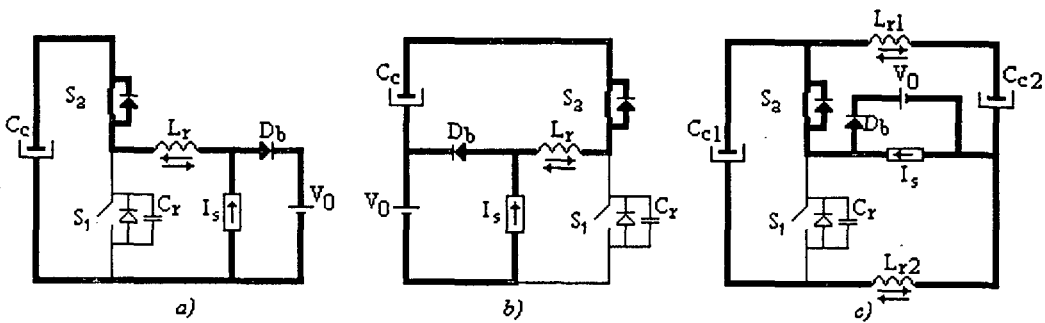


Fig. 5.10 - Conversores Boost com ações de grameamento do tipo: - a) boost; - b) buck-boost; - c) cuk.

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - segunda etapa ressonante: descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a corrente em  $L_r$  e em  $L_{r1} + L_{r2}$  é desviada instantaneamente para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_r$  e  $C_r$ , nos conversores Boost-boost e Boost-buck-boost, e  $L_{r1} + L_{r2}$  e  $C_r$  no conversor Boost-cuk, a qual causará o decréscimo na tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero. Na Figura 5.11 podem ser vistos os circuitos equivalentes desta etapa de operação.

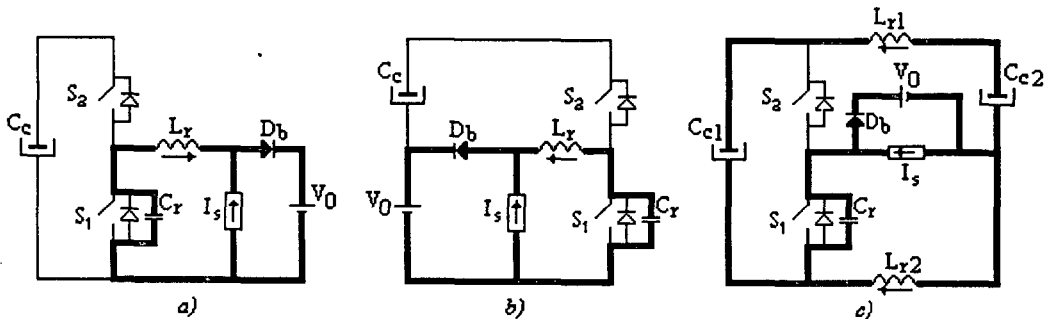


Fig. 5.11 - Conversores Boost com ações de grameamento do tipo: - a) boost; - b) buck-boost; - c) cuk.

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de corrente linear em  $L_r$  e  $L_{r1} + L_{r2}$ .

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado para que a comutação ZVS seja obtida. As correntes em  $L_r$  e em  $L_{r1} + L_{r2}$  invertem de sentido e crescem circulando através de  $S_1$  até atingir o valor da corrente da fonte. Neste ponto, o diodo  $D_b$  é bloqueado e a sexta etapa inicia. Os circuitos que representam esta etapa de operação são mostrados na Figura 5.12.

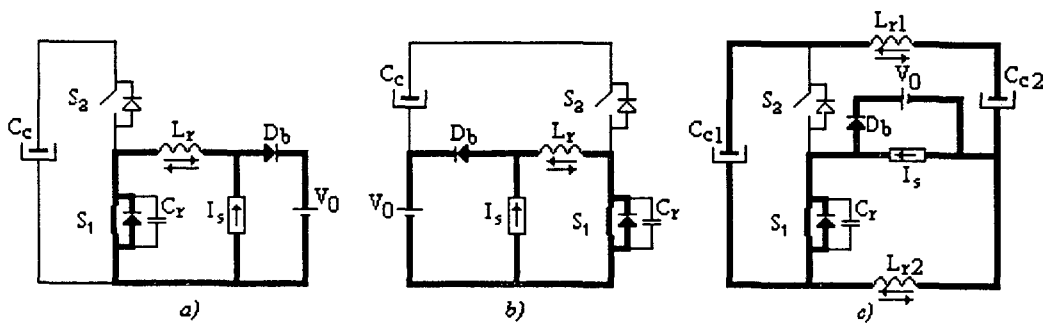


Fig. 5.12 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) boost; - b) buck-boost; - c) cuk.

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de roda livre.

Durante esta etapa, a corrente flui através de  $S_1$  com um valor igual ao valor da corrente da fonte, ao passo que a tensão sobre  $C_r$  se mantém grampeada em zero. Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo período de funcionamento. Os circuitos que representam esta etapa de operação são mostrados na Figura 5.13.

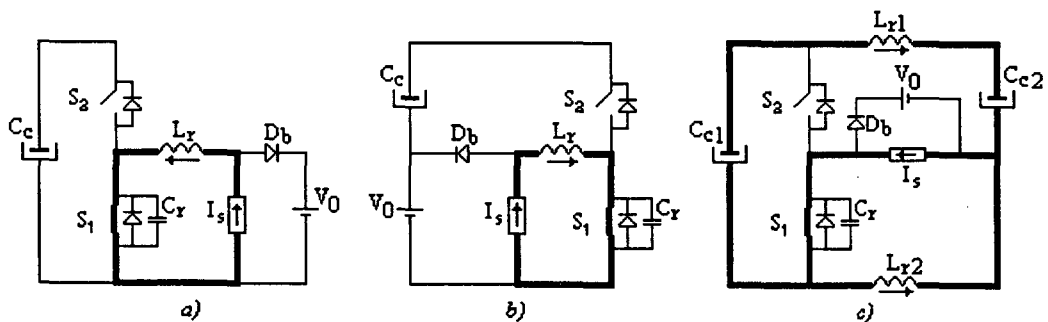


Fig. 5.13 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) boost; - b) buck-boost; - c) cuk.

Na Figura 5.14 podem ser vistas as principais formas de onda idealizadas dos conversores Boost-boost, Boost-buck-boost e Boost-cuk.

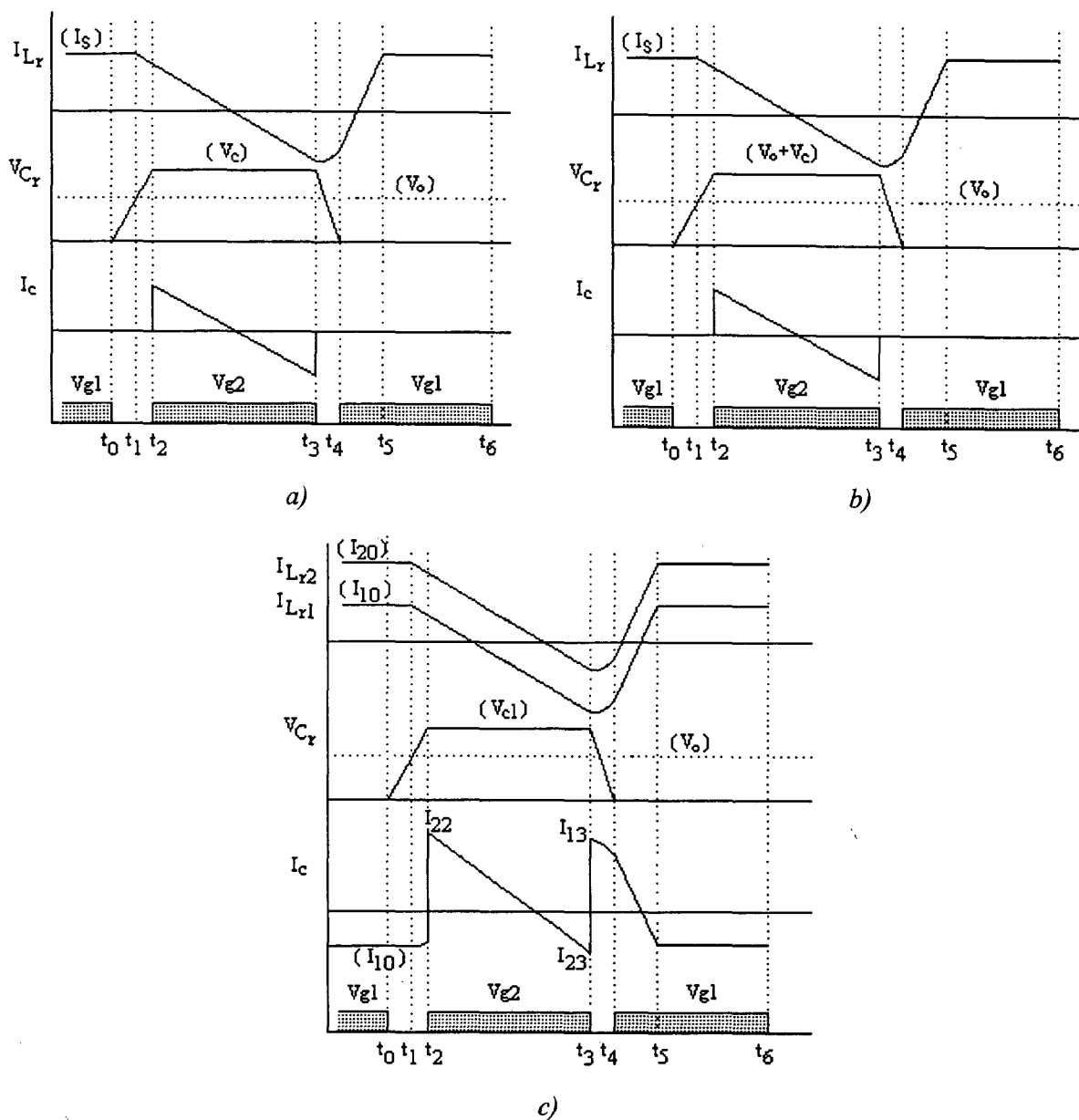


Fig. 5.14 - Principais formas de onda idealizadas dos conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo tipo: - a) boost; - b) buck-boost; - c) cuk.

Como se pode verificar, através das Figuras 5.14 a e 5.14 b, o comportamento dos conversores Boost-boost e Boost-buck-boost é praticamente igual, diferindo apenas no nível de tensão no capacitor de grampeamento. Já o conversor Boost-cuk apresenta formas de onda um pouco diferentes em função da divisão da corrente em dois caminhos, porém, a tensão de grampeamento se mantém a mesma que nos conversores anteriores.

### 5.3.2 - Característica Externa

Conforme foi verificado na análise do conversor Boost-buck, os conversores Buck e Boost com mesmo tipo de grampeamento apresentam o mesmo  $\beta$  e mantêm uma relação entre os

ganhos estáticos igual àquela mantida pelos conversores Buck e Boost PWM convencionais, ou seja:

$$q_{\text{boost}} = \frac{1}{1 - q_{\text{buck}}} \quad (5.13)$$

Isso faz com que a análise dos conversores Boost se torne apenas uma extensão da análise dos conversores Buck, no tocante à determinação da característica externa.

### 5.3.2.1 - Conversor Boost-boost

$$\beta = \frac{V_c}{V_0} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (5.14)$$

$$\frac{V_{S_{\text{Máx}}}}{V_0} = \beta = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (5.15)$$

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1 - [D - 2L_n]} \quad (5.16)$$

### 5.3.2.2 - Conversor Boost-buck-boost

$$\beta = \frac{V_c}{V_0} = \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (5.17)$$

$$\frac{V_{S_{\text{Máx}}}}{V_0} = \beta + 1 = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (5.18)$$

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1 - [D - 2L_n]} \quad (5.19)$$

### 5.3.2.3 - Conversor Boost-cuk

$$\beta = \frac{V_{cl}}{V_0} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (5.20)$$

$$\frac{V_{S_{\text{Máx}}}}{V_0} = \beta = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (5.21)$$

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1 - [D - 2L_n]} \quad (5.22)$$

onde  $L_n$  é dado pela equação (5.5) e, no caso específico do conversor Boost-cuk,  $L_r$  é dado pela expressão (5.23).

$$L_r = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (5.23)$$

Observa-se, dessa forma, que através das expressões do ganho estático e de  $\beta$ , os três conversores estudados apresentam exatamente o mesmo comportamento em termos de grampeamento e característica externa, havendo apenas uma diferença entre os conversores Boost-boost e Boost-buck-boost, no tocante à tensão sobre o capacitor de grampeamento, ou seja, este último apresenta uma tensão bem menor.

Representado-se graficamente o ganho estático e as tensões de grampeamento normalizadas (iguais para os três conversores) em função de " $D$ " e " $L_n$ ", obtêm-se os ábacos mostrados na Figura 5.15.

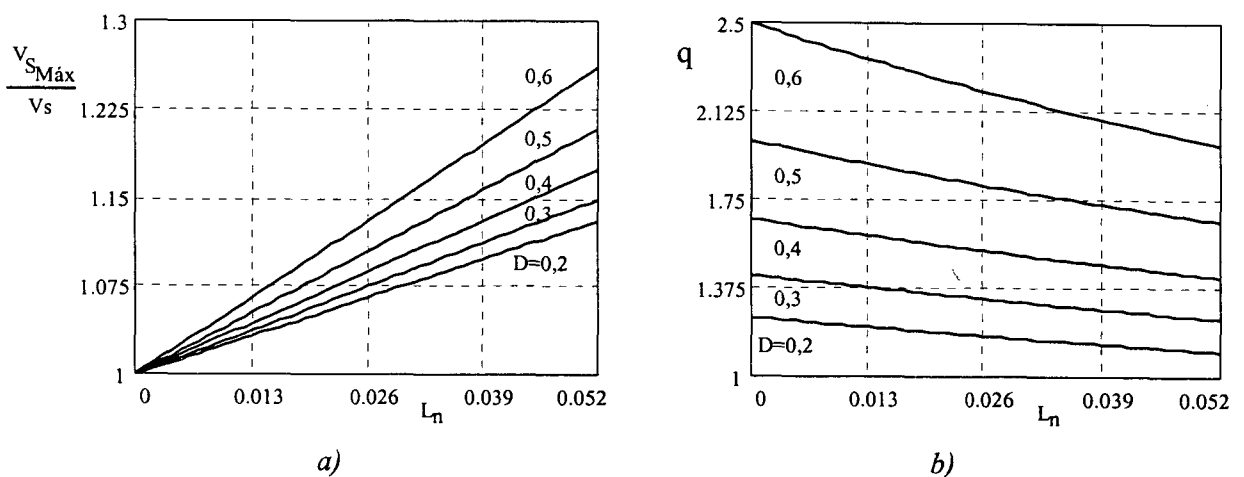


Fig. 5.15 - a) Tensão de grampeamento normalizada sobre os interruptores comandáveis; - b) característica externa estática.

#### 5.4 - Conversor Boost-sepic e Boost-zeta

Da mesma forma que no caso anterior, devido às semelhanças entre a operação dos conversores Boost-sepic e Boost-zeta, a análise será realizada simultaneamente. O circuito são formados por dois interruptores ativos ( $S_1$  e  $S_2$ ), um diodo boost ( $D_b$ ), uma fonte de tensão de entrada ( $V_s$ ), um indutor de filtro de entrada ( $L_f$ ), um capacitor de filtro de saída ( $C_f$ ), um capacitor ressonante ( $C_r$ ), dois capacitores de grampeamento ( $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ ) e dois indutores ressonantes ( $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ). Os circuitos desses conversores são mostrados na Figura 5.16.



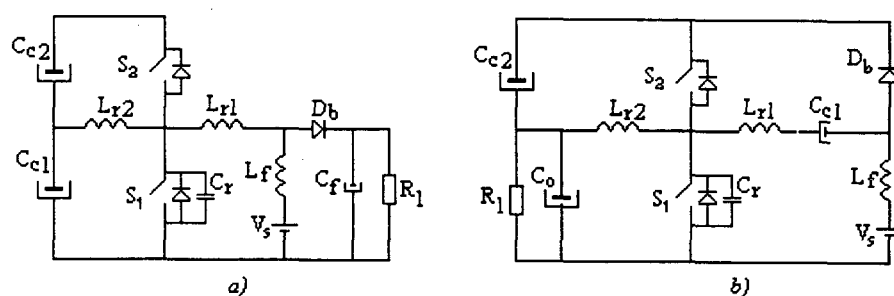


Fig. 5.16 - Conversores Boost-sepic e Boost-zeta.

### 5.4.1 - Descrição das Etapas de Operação

A descrição das etapas de operação será realizada de forma simultânea. Assim, tem-se:

**ETAPA 1:**  $[t_0, t_1]$  - carga linear do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado, a capacitância  $C_r$  carrega-se com uma corrente que é igual à soma da corrente da fonte (circulando através de  $L_{r1}$ ) mais a corrente na indutância  $L_{r2}$ . Como a indutância  $L_{r2}$  é de valor elevado e o intervalo de carga de  $C_r$  é muito pequeno, a corrente em  $L_{r2}$  será praticamente constante, fazendo com que  $C_r$  se carregue de forma linear. Esta etapa permanece até que a tensão sobre a capacitância  $C_r$  atinja um valor igual à tensão da carga ( $V_0$ ), para o conversor Boost-sepic e, igual ao somatório  $V_0 + V_{c2} - V_{c1}$ , para o conversor Boost-zeta. A partir deste ponto, o diodo  $D_b$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à segunda etapa. Os circuitos que representam esta etapa podem ser vistos na Figura 5.17.

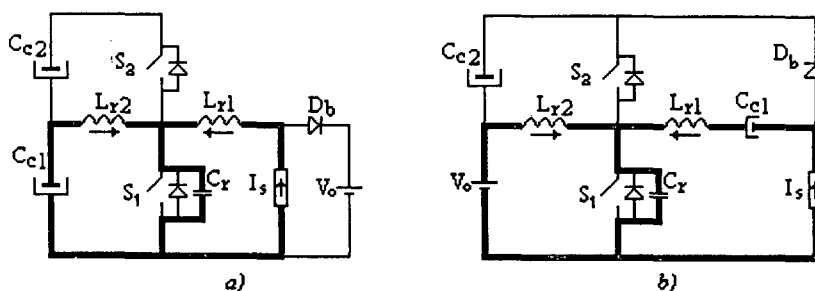


Fig. 5.17 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) sepic; - b) zeta.

**ETAPA 2:**  $[t_1, t_2]$  - primeira etapa ressonante.

A segunda etapa inicia quando o diodo  $D_b$  entra em condução, resultando em uma oscilação ressonante entre a indutância  $L_{r1}$  e a capacitância  $C_r$ . Durante essa oscilação, a corrente em  $L_{r1}$  decresce e a tensão sobre  $C_r$  cresce até atingir o valor da tensão de grampeamento que, para o conversor com grampeamento sepic, é igual à soma de  $V_{c1}$  com  $V_{c2}$ , ao passo que, para o

conversor com grampeamento zeta, é igual ao somatório  $V_{c2} + V_0 - V_{c1}$ . Quando isso ocorre, o diodo intrínseco do interruptor  $S_2$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, dando início à terceira etapa. Os circuitos equivalentes desta etapa de operação para os dois conversores podem ser vistos na Figura 5.18.

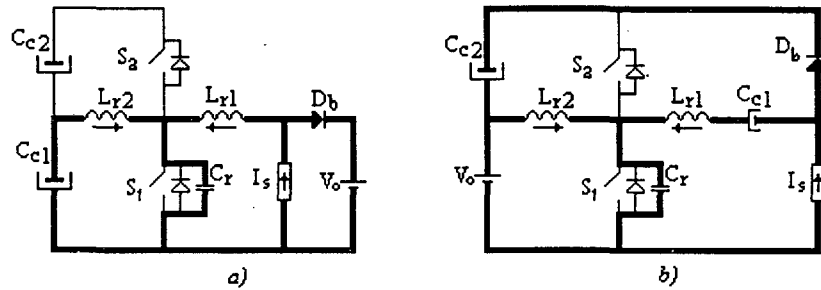


Fig. 5.18 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) sepic; - b) zeta.

**ETAPA 3:**  $[t_2, t_3]$  - etapa de desmagnetização linear de  $L_{r1}$ .

Durante a terceira etapa, o diodo intrínseco de  $S_2$  conduz, a capacitância  $C_r$  fica carregada com uma tensão igual à tensão de grampeamento e a corrente na indutância  $L_{r1}$ , continua decrescendo, só que de forma quase linear, pois as capacitâncias de grampeamento são de valor elevado. A tensão sobre o interruptor  $S_2$  fica grampeada em zero e, portanto, é o momento de  $S_2$  ser comandado a entrar em condução para que se obtenha sobre ele a comutação ZVS. A corrente em  $L_{r1}$  inverte de sentido e cresce negativamente. A corrente em  $L_{r2}$  decresce e inverte de sentido no conversor Boost-sepic, ao passo que no conversor Boost-zeta, em condições de carga nominal, essa corrente se mantém constante com uma baixa ondulação (*ripple*), para que os esforços de corrente nos interruptores sejam minimizados. Quando a corrente de carga for muito pequena, a corrente no indutor  $L_{r2}$  inverte de sentido, da mesma forma que no conversor anterior, servindo como auxílio à comutação. Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a bloquear, dando início à quarta etapa. Os circuitos mostrados na Figura 5.19 representam esta etapa de operação.

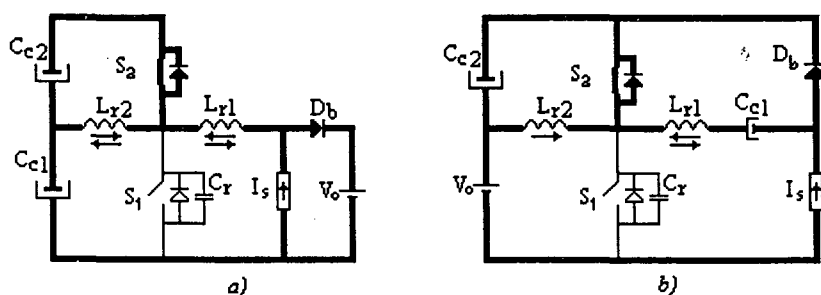


Fig. 5.19 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) sepic; - b) zeta.

**ETAPA 4:**  $[t_3, t_4]$  - segunda etapa ressonante: descarga do capacitor  $C_r$ .

Quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado, a corrente nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  é desviada, instantaneamente, para a capacitância  $C_r$ , dando início a uma oscilação ressonante entre  $L_{r1}$  e  $C_r$  que causará o decréscimo da tensão  $V_{Cr}$ . Esta etapa termina quando a tensão  $V_{Cr}$  for igual a zero. Na Figura 5.20 podem ser vistos os circuitos equivalentes desta etapa de operação.

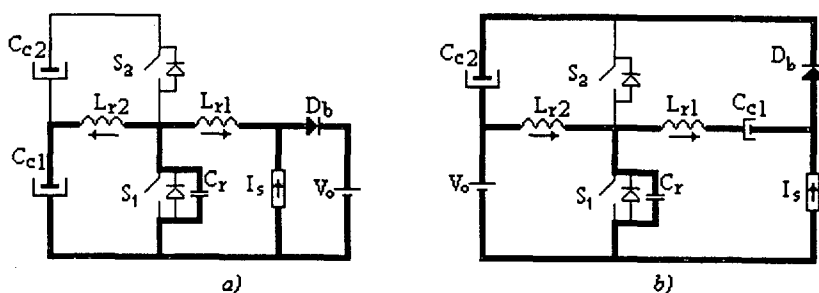


Fig. 5.20 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) sepic; - b) zeta.

**ETAPA 5:**  $[t_4, t_5]$  - etapa de corrente linear em  $L_{r1}$ .

Quando a tensão sobre  $C_r$  se anula, o diodo intrínseco de  $S_1$  torna-se diretamente polarizado e entra em condução, grampeando a tensão sobre  $S_1$  em zero. Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  deverá ser comandado para que a comutação ZVS seja obtida. A corrente em  $L_{r1}$  inverte seu sentido e cresce circulando através de  $S_1$  até atingir o valor da corrente da fonte. Este é o momento em que o diodo  $D_b$  é bloqueado e a sexta etapa inicia. Os circuitos que representam esta etapa de operação são mostrados na Figura 5.21.

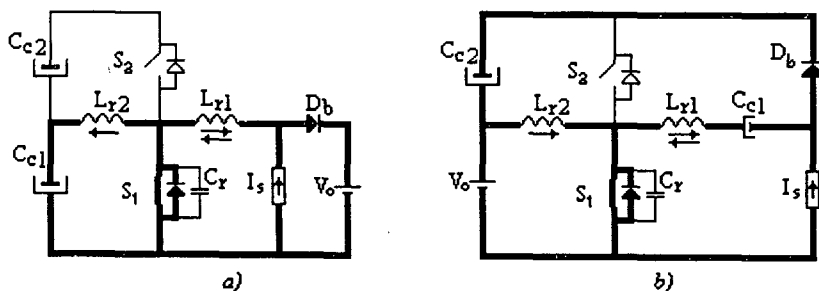


Fig. 5.21 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) sepic; - b) zeta.

**ETAPA 6:**  $[t_5, t_6]$  - etapa de roda livre.

Durante esta etapa, a corrente flui através de  $S_1$  com um valor igual à soma das correntes nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ , ao passo que a tensão sobre  $C_r$  mantém-se grampeada em zero. Esta etapa permanece até que o interruptor  $S_1$  seja novamente bloqueado, dando início a um novo

período de funcionamento. Os circuitos que representam esta etapa de operação são mostrados na Figura 5.22.

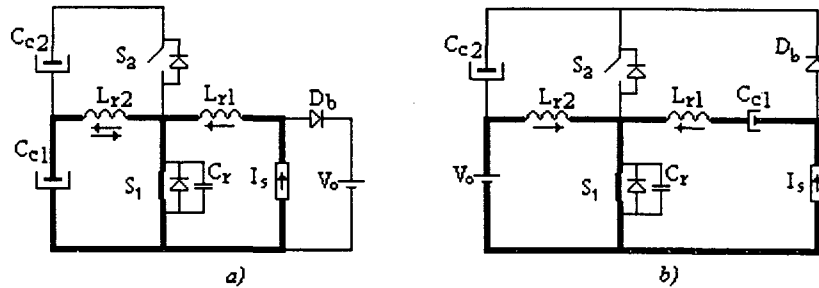


Fig. 5.22 - Conversores Boost com ações de grampeamento do tipo: - a) sepic; - b) zeta.

Na Figura 5.23 podem ser vistas as principais formas de onda idealizadas dos conversores Boost-sepic e Boost-zeta.

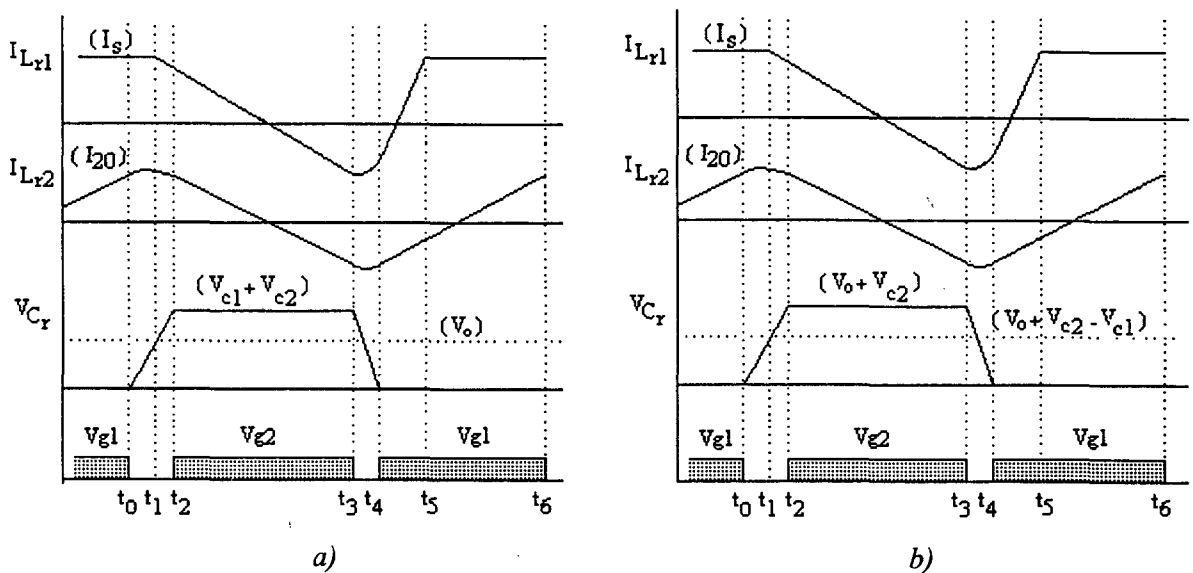


Fig. 5.23 - Principais formas de onda idealizadas para os conversores Boost com grampeamento: - a) sepic; - b) zeta.

#### 5.4.2 - Característica Externa

Da mesma forma que nos casos anteriores, é possível estender os resultados teóricos encontrados para o conversor Buck-sepic ao conversor Boost-sepic, porém, no caso do conversor Boost-zeta, observa-se que a relação (5.13) não é válida pois, a partir da análise do conversor Boost-zeta, encontra-se:

$$V_0 = V_s - V_{c1} \quad (5.24)$$

o que resulta em:

$$q = \frac{1}{1+\beta} \quad (5.25)$$

que é diferente da equação (5.26), que deveria ser o resultado esperado.

$$q = \frac{1}{1 - \left( \frac{D}{1-D} - \beta \right)} \quad (5.26)$$

#### 5.4.2.1 - Conversor Boost-sepic

$$\beta = \frac{V_{c2}}{V_0} = D \left[ 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \right] \quad (5.27)$$

$$\frac{V_{S_{Max}}}{V_0} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)} \quad (5.28)$$

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1 - [D - 2L_n]} \quad (5.29)$$

#### 5.4.2.2 - Conversor Boost-zeta

$$\beta = \frac{V_{c1}}{V_0} = \frac{2L_n}{(1-D)[2L_n + (1-D)]} \quad (5.30)$$

$$\frac{V_{S_{Max}}}{V_0} = \frac{1}{(1-D)} \quad (5.31)$$

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1 + \frac{2L_n}{(1-D)[2L_n + (1-D)]}} \quad (5.32)$$

onde  $L_n$  é dado pela equação (5.5) e,  $L_r = L_{r1}$ .

Como se pode observar, através das equações (5.28) e (5.29), o conversor Boost-sepic apresenta a mesma característica externa estática e as mesmas tensões de grampeamento que os conversores Boost-boost, Boost-buck-boost e Boost-cuk. Dessa forma, essas curvas (Figura 5.15) não serão aqui repetidas.

Representando-se graficamente o ganho estático e as tensões de grampeamento normalizadas para o conversor Boost-zeta em função de " $D$ " e " $L_n$ ", obtêm-se os ábacos mostrados na Figura 5.24.

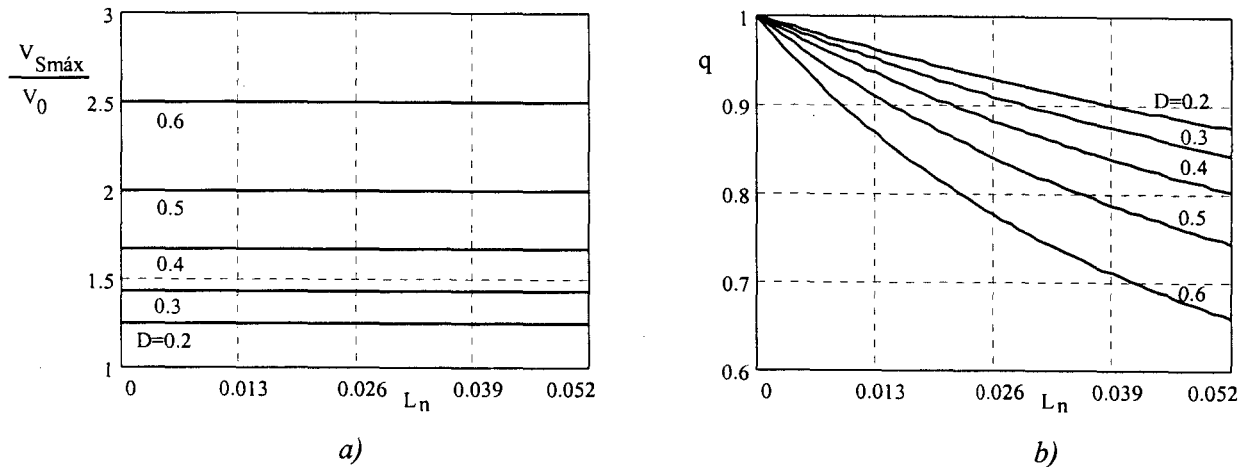


Fig. 5.24 - a) Tensão normalizada de grampeamento sobre os interruptores comandáveis; - b) característica externa.

Como se pode observar, através da Figura 5.24.b, da mesma forma que o conversor Buck-zeta, o conversor Boost-zeta também apresenta um comportamento, em termos de ganho estático de tensão, diferente daquele que era de se esperar de um conversor Boost. Neste caso, ao invés do conversor se comportar como um elevador de tensão, ele apresenta uma característica de rebaixador, o que se deve à polarização de  $V_{c1}$ , pois  $V_0 = V_s - V_{c1}$ .

## 5.5 - Análise da Comutação

Os mecanismos de comutação dos conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo são idênticos aos dos conversores Buck ZVS-PWM com Grampeamento Ativo e, até mesmo, as expressões resultantes são iguais; portanto, essa análise será omitida. Quando for necessário, basta utilizar-se diretamente as expressões apresentadas na seção 2.8, trocando-se  $V_s$  por  $V_0$  e  $I_0$  por  $I_s$ .

## 5.6 - Conclusões

O comportamento estático dos conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo foi analisado e, através do aproveitamento das muitas semelhanças entre os conversores Buck e Boost, pôde-se realizar uma análise bastante simples e sem muitas repetições.

Os conversores Boost-boost, Boost-buck-boost, Boost-cuk e Boost-sepic apresentaram um comportamento idêntico em termos de característica externa e de tensões de

grampeamento. As diferenças em termos de tensões ficam por conta das tensões sobre os capacitores de grampeamento, sendo que o conversor o qual apresenta a menor delas é o conversor Boost-buck-boost.

O conversor que apresentou menores tensões de grampeamento e menores tensões sobre o capacitor de grampeamento foi o conversor Boost-buck. Já o conversor Boost-zeta é o que apresentou maiores tensões de grampeamento, no entanto, a faixa de carga com entrada em condução ZVS de  $S_1$  se estende desde plena carga até a vazio.

## **CAPÍTULO VI**

### **CONVERSORES BOOST ZVS-PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO: SIMULAÇÕES**

#### **6.1 - Introdução**

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulações realizadas com os conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo. Todos os conversores, exceto o conversor Boost-zeta, são projetados de forma a atenderem às mesmas especificações, a fim de facilitar as comparações.

As simulações são realizadas da forma mais idealizada possível para que os resultados possam ser comparados com os modelos teóricos sem muitas diferenças. As fontes de tensão de entrada, juntamente com os indutores do filtro de entrada, são consideradas como fontes de corrente constante, objetivando a redução dos tempos de simulação, ao passo que os interruptores são modelados por resistores que, em condução, apresentam baixa resistência elétrica e, quando bloqueados, alta resistência.

As especificações a serem atendidas pelos conversores são as seguintes:

Tensão de entrada:	220V;
Tensão de saída:	400V;
Potência de saída:	1600W;
Frequência de comutação:	100kHz.

#### **6.2 - Exemplos de Projeto**

A partir das especificações, obtém-se o ganho estático de tensão para todos os conversores. Assim, tem-se:



$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{400}{220} = 1,82$$

Portanto, a razão cíclica efetiva, ou seja, a razão cíclica que um conversor Boost PWM convencional utilizaria para manter esse ganho estático deveria ser:

$$D_{ef} = 0,45$$

### • Conversor Boost-buck

Admitindo-se uma perda de razão cíclica de, aproximadamente, 26%, entra-se no ábaco da Figura 5.6 e obtém-se o valor da indutância ressonante normalizada. Através da expressão (5.5), obtém-se o valor da indutância de ressonância.

$$D = 0,57 \quad L_n = 0,0124 \quad L_r = 6,8\mu H$$

Tomando-se a frequência de ressonância como sendo igual a, aproximadamente, doze vezes a frequência de comutação, tem-se:

$$C_r = \frac{1}{[2\pi f_0]^2 L_r} = \frac{1}{\left[2 \cdot \pi \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{0,0813}\right]^2 \cdot 6,8 \cdot 10^{-6}} = 2,46nF$$

Com os valores de  $C_r$  e  $L_r$  sendo conhecidos, é possível determinar-se a faixa de carga com entrada em condução ZVS para  $S_1$ . Assim, tem-se:

$$L_{n_{Min}} = \frac{-[\omega_0 T_s (D^2 - 1) + 2D]}{4\omega_0 T_s} - \sqrt{\left[\frac{\omega_0 T_s (D^2 - 1) + 2D}{4\omega_0 T_s}\right]^2 - \frac{(1-D)^2}{2\omega_0 T_s}} = 0,0037$$

Então,

$$FC = \left(1 - \frac{L_{n_{Min}}}{L_n}\right) \cdot 100\% = \left(1 - \frac{0,0037}{0,0124}\right) \cdot 100\% = 70\%$$

Através do ábaco mostrado na Figura 5.6.b, determina-se o valor da tensão normalizada sobre  $C_c$  ( $\beta$ ) como sendo igual a 0,1183. Assim, pode-se obter o valor da tensão média sobre a capacitância de grampeamento em regime permanente. Então, tem-se:

$$V_c = \beta V_0 = 0,1183 \cdot 400 = 47,32v$$

O valor da capacitância de grampeamento é calculado utilizando-se o mesmo procedimento aplicado na Seção 3.2. Assim, tem-se:

$$C_c > 9 \cdot \frac{(1-D)^2}{\pi^2 L_r f_s^2} = 9 \cdot \frac{(1-0,57)^2}{\pi^2 \cdot 6,8 \cdot 10^{-6} \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 2,4\mu F$$

Adota-se, portanto, um valor igual a 2,2 $\mu$ F.

### • Conversores Boost-boost, Boost-buck-boost, Boost-cuk e Boost-sepic

Para esses conversores, o procedimento é exatamente o mesmo, diferindo apenas para os conversores Boost-sepic e Boost-zeta no cálculo de  $L_{r2}$ . Assim, tem-se:

$$D = 0,5 \quad L_n = 0,0247 \quad L_r = 13,6\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF}$$

Neste caso, para que a faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$  se mantenha em torno de 20%, é necessário utilizar-se um valor de  $L_r$  maior que no caso anterior. Isso ocorre porque esses conversores operam com menores correntes e, portanto, menores quantidades de energia disponíveis para a comutação. A perda de razão cíclica efetiva resultou em 11,11%.

### • Conversor Boost-zeta

Este conversor apresenta uma característica rebaixadora, ao contrário do que era esperado de um conversor Boost. Desse modo, a especificação de tensão de saída deverá ser alterada para um valor abaixo da tensão de entrada de forma que as simulações sejam possíveis e, possibilitando, assim, a verificação dos valores teóricos. Então, admite-se uma tensão de saída de  $V_o = 180\text{V}$ , o que resulta em:

$$D = 0,37 \quad L_n = 0,0247 \quad L_r = 13,6\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF}$$

Para os conversores Boost-sepic e Boost-zeta, o cálculo de  $L_{r2}$  é realizado da mesma forma que para os conversores Buck-sepic e Buck-zeta. Assim, tem-se:

$$L_{r2} = 150\mu\text{H}$$

## 6.3 - Simulações

Nesta unidade são apresentados os resultados de simulações realizadas com os seis conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo. Os dados e especificações são os mesmos determinados na seção anterior.

### 6.3.1 - Conversor Boost-buck

O circuito do conversor a ser simulado é mostrado na Figura 6.1.

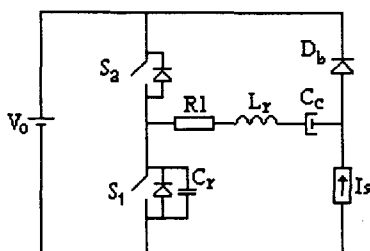


Fig. 6.1 - Circuito de Potência do Conversor Boost-buck.

Os parâmetros do circuito de potência são:

$$V_s = 220\text{V} \quad V_0 = 400\text{V} \quad f_s = 100\text{kHz} \quad P_0 = 1600\text{W}$$

$$D = 0,57 \quad \beta = 0,1183 \quad L_n = 0,0124$$

$$L_r = 6,8\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF} \quad C_c = 2,2\mu\text{F} \quad R = 0,02\Omega$$

O conversor foi simulado operando em condições nominais, resultando as formas de onda mostradas nas Figuras 6.2 e 6.3.

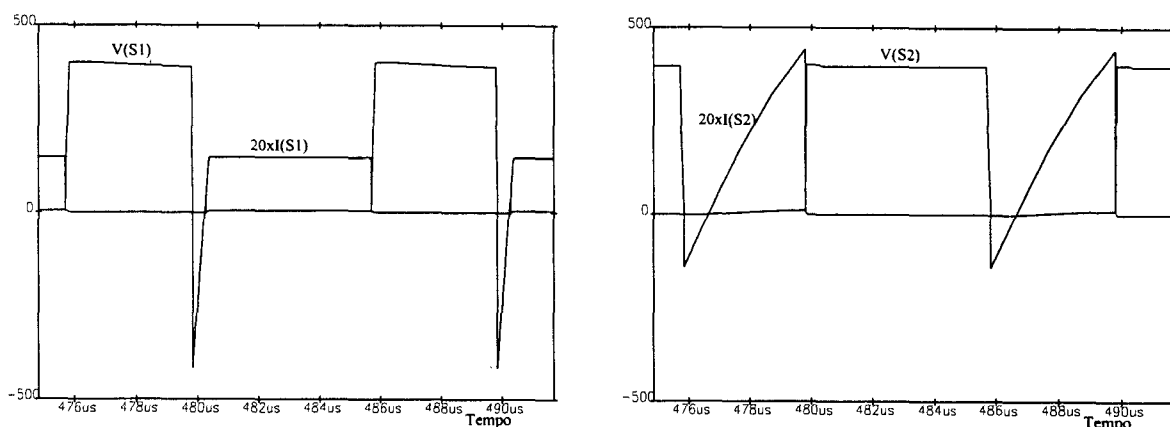


Fig. 6.2 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

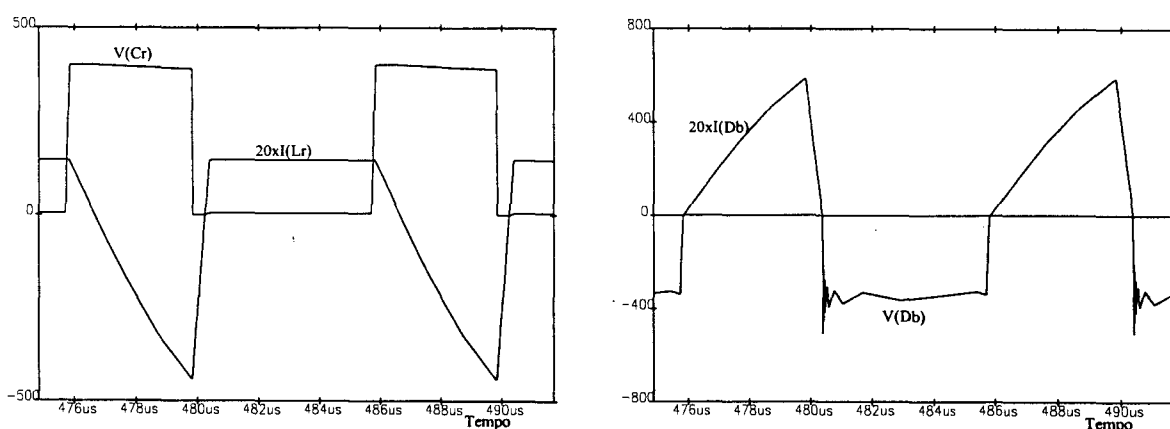


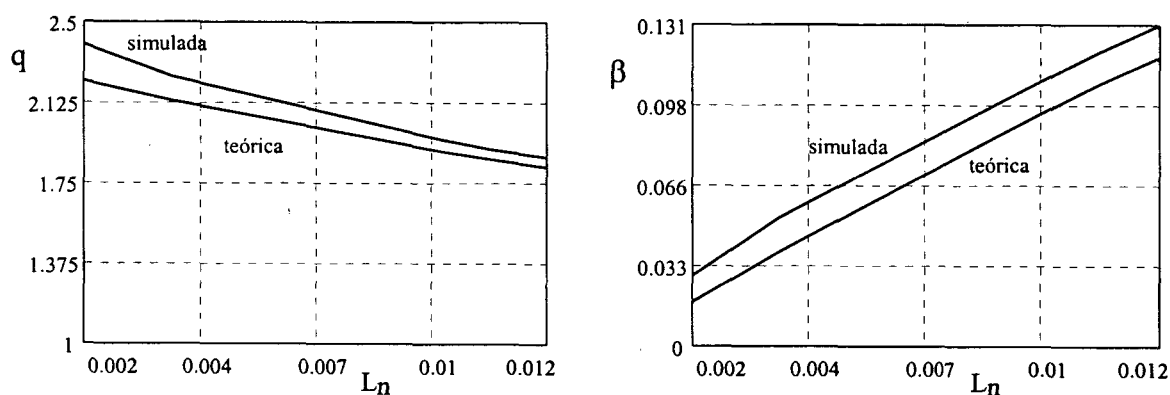
Fig. 6.3 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_b$ .

Através da simulação em condições nominais, pode-se observar que as etapas de operação, bem como as formas de onda de tensão e corrente no conversor, são aquelas previstas anteriormente. Dessa simulação, pode-se obter também os esforços de tensão e corrente nos interruptores, conforme mostrados na Tabela 6.I.

TABELA 6.1 - Esforços de tensão e corrente nos interruptores. (\*) Valor médio em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	400V	3,5A	5,86A	20,32A
$S_2$	400V	3,5A	7,90A	21,80A
$D_b$	385V*	7,25A	12,3A	29,0A

Foram realizadas simulações variando-se a corrente de carga e mantendo-se a razão cíclica constante e igual a 0,57. A partir dessas simulações, obtiveram-se os gráficos mostrados na Figura 6.4. Na Figura 6.4.a são evidenciadas as curvas de ganho estático de tensão para  $D=0,57$  obtidas através das expressões determinadas na análise matemática e através de simulações. Da mesma forma que nos conversores Buck, as diferenças entre a curva teórica e a curva obtida por simulação são maiores para a variável  $\beta$  (aproximadamente 13%) que para o ganho estático (aproximadamente 7%). No caso do ganho estático, que é a grandeza mais importante, as diferenças são muito pequenas, conforme pode-se observar através da Figura 6.4.a.

Fig. 6.4 - a) Curvas simulada e teórica de  $q$ ; - b) curvas simulada e teórica de  $\beta$ .

As faixas de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$ , tanto simulada quanto teórica, ficaram muito próximas, ou seja, em torno de 70%.

### 6.3.2 - Conversor Boost-boost

O circuito do conversor Boost-boost a ser simulado é mostrado na Figura 6.5.

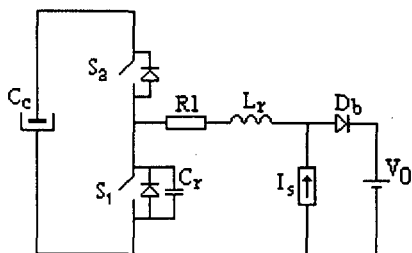


Fig. 6.5 - Circuito de Potência do Conversor Boost-boost.

Os parâmetros do circuito de potência são:

$$V_s = 220\text{v} \quad V_0 = 400\text{v} \quad f_s = 100\text{kHz} \quad P_0 = 1600\text{w}$$

$$D = 0,5 \quad \beta = 1,0226 \quad L_n = 0,0247$$

$$L_r = 13,6\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF} \quad C_c = 2,2\mu\text{F} \quad R = 0,02\Omega$$

A partir das simulações para condições nominais, resultaram as formas de onda mostradas nas Figuras 6.6 e 6.7.

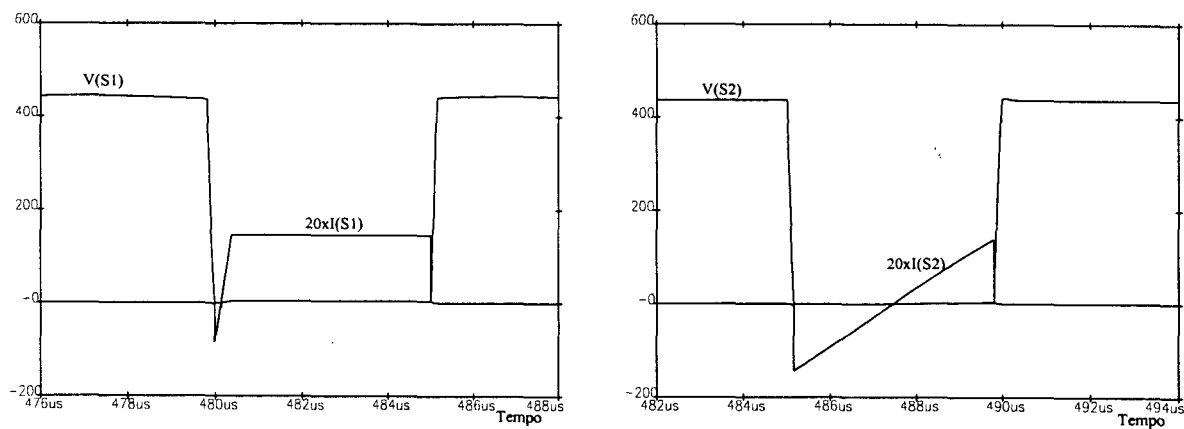


Fig. 6.6 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

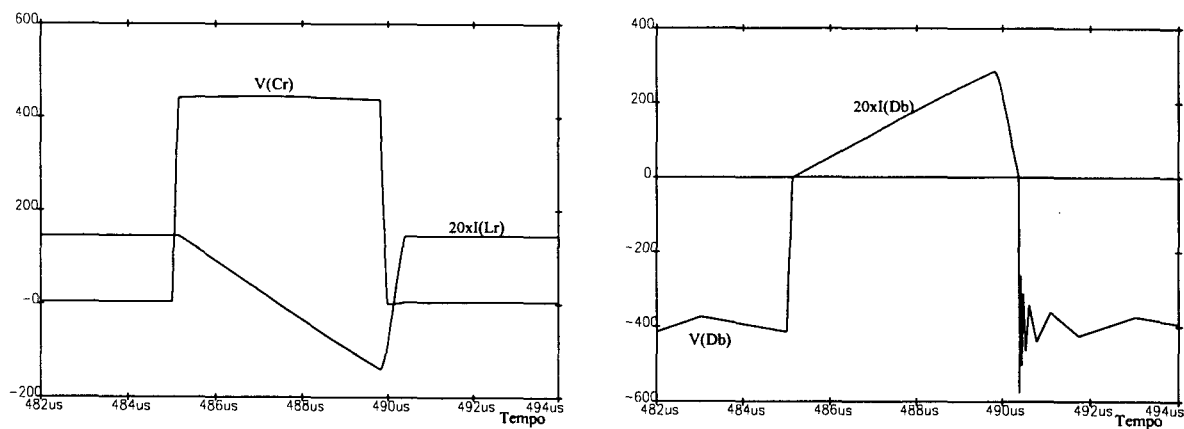


Fig. 6.7 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_b$ .

Através das formas de onda resultantes a partir da simulação para operação em condições nominais, pode-se observar que o conversor opera da forma prevista na análise teórica. Os esforços de tensão e corrente nos interruptores são mostrados na Tabela 6.II.

TABELA 6.II - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Valor médio em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	444V	3,47A	5,22A	7,27A
$S_2$	444V	0A	2,86A	7,16A
$D_b$	444V*	3,68A	5,9A	14,25A

Variando-se a carga e mantendo-se a razão cíclica constante ( $D=0,5$ ), várias simulações foram realizadas. A partir dessas simulações, obtiveram-se os gráficos mostrados na Figura 6.8. Na Figura 6.8.a são mostradas as curvas de ganho estático de tensão para  $D=0,5$  obtidas através das expressões determinadas na análise matemática e via simulação. Comparando-se essas curvas, verifica-se uma diferença máxima de aproximadamente 4,5%.

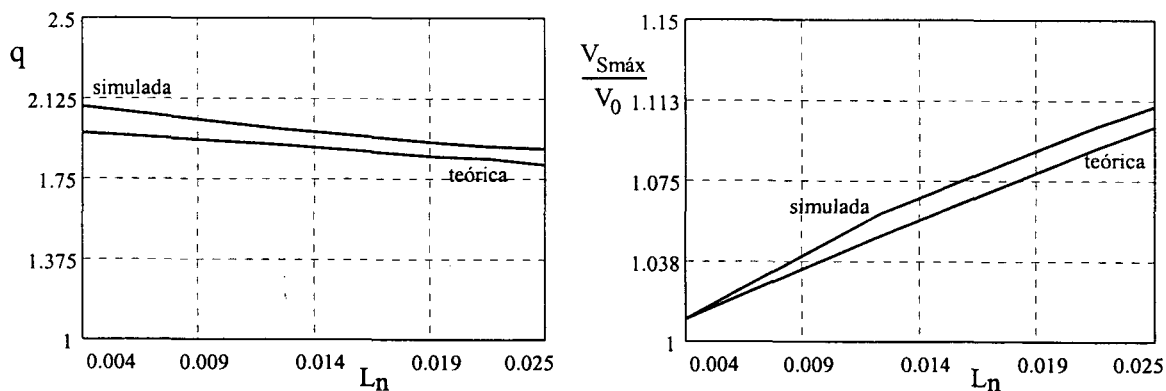


Fig. 6.8 - a) Curvas simulada e teórica de  $q$ ; - b) curvas simulada e teórica da tensão de grampeamento dos interruptores comandáveis.

A Figura 6.8.b mostra a tensão sobre os interruptores comandáveis  $S_1$  e  $S_2$  para  $D=0,5$ . Pode-se comparar o resultado obtido por simulação com aquele obtido via expressão matemática e verificar que a diferença máxima entre essas curvas é da ordem de 1%. A faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$  foi de, aproximadamente, 20%, confirmando o valor previsto teoricamente.

### 6.3.3 - Conversor Boost-buck-boost

O circuito do conversor Boost-buck-boost a ser simulado é mostrado na Figura 6.9.

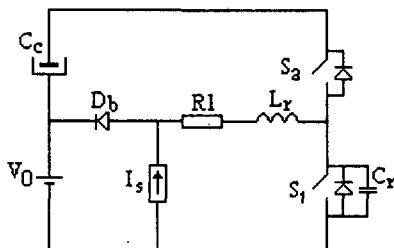


Fig. 6.9 - Circuito de Potência do Conversor Boost-buck-boost.

Os parâmetros do circuito de potência são:

$$V_s = 220\text{v} \quad V_0 = 400\text{v} \quad f_s = 100\text{kHz} \quad P_0 = 1600\text{w}$$

$$D = 0,5 \quad \beta = 0,0226 \quad L_n = 0,0247$$

$$L_r = 13,6\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF} \quad C_c = 2,2\mu\text{F} \quad R = 0,02\Omega$$

As formas de onda resultantes da simulação em condições nominais são mostradas nas Figuras 6.10 e 6.11.

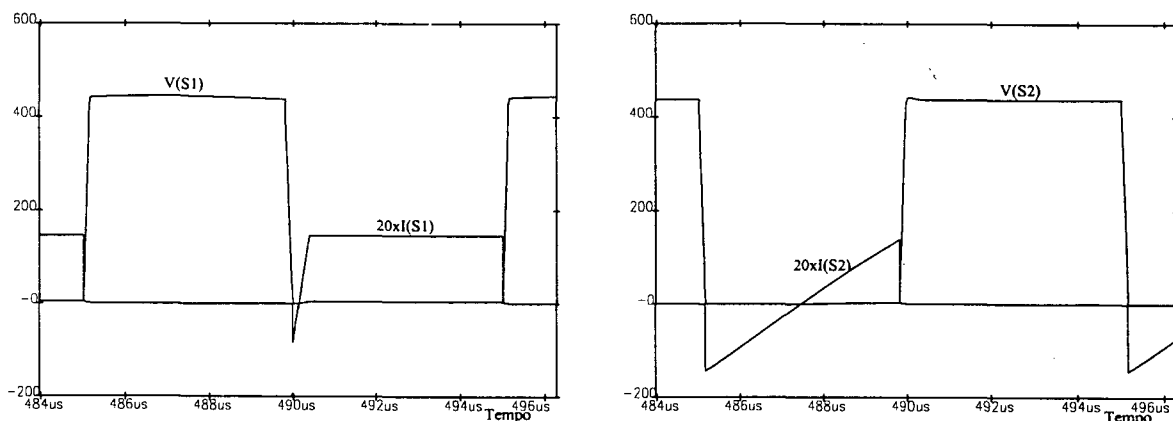


Fig. 6.10 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

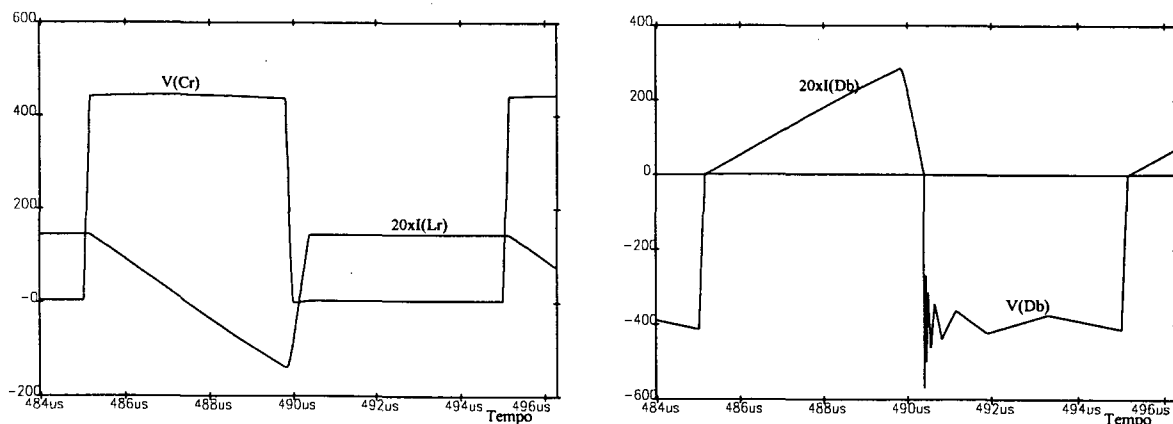


Fig. 6.11 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_b$ .

Os esforços de tensão e corrente nos interruptores são mostrados na Tabela 6.III.

TABELA 6.III - Esforços de tensão e corrente nos Interruptores. (\*) Valor médio em  $DT_s$

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	444V	3,45A	5,20A	7,27A
$S_2$	444V	0A	2,87A	7,10A
$D_b$	400V*	3,66A	5,93A	14,07A

A partir das simulações com variação de carga, obtiveram-se os gráficos mostrados na Figura 6.12. Na Figura 6.12.a são mostradas as curvas de ganho estático de tensão para  $D=0,5$  obtidas através das expressões determinadas na análise matemática e via simulação. Comparando-se essas curvas, verifica-se uma diferença máxima de 4,5% .

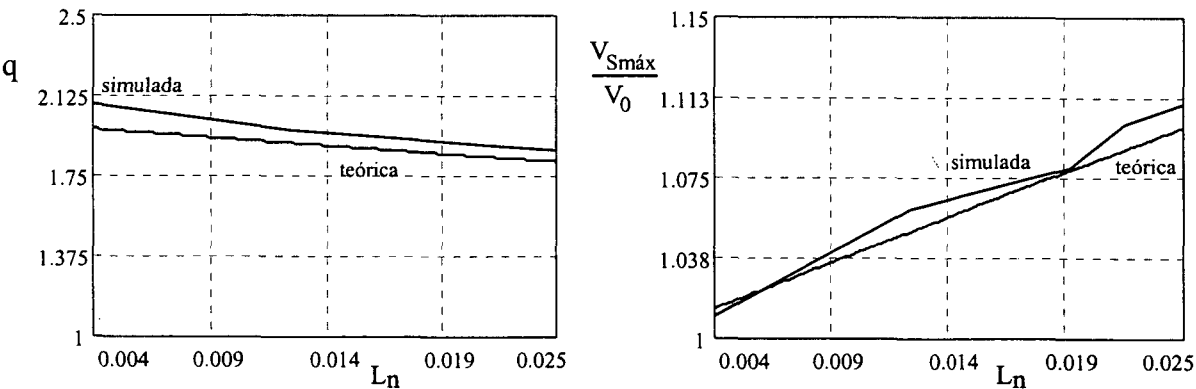


Fig. 6.12 - a) Curvas simulada e teórica de  $q$ ; - b) curvas simulada e teórica da tensão de grampeamento dos interruptores comandáveis.

A Figura 6.12.b mostra a tensão de grampeamento sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  para  $D=0,5$ . Pode-se comparar o resultado obtido por simulação com aquele obtido via expressão matemática e verificar que a diferença máxima entre essas curvas é da ordem de 1%.

O conversor Boost-buck-boost apresentou, como era esperado, um comportamento idêntico ao conversor Boost-boost, diferindo apenas na tensão do capacitor de grampeamento.

6.3.4 - Conversor Boost-cuk

O circuito do conversor Boost-cuk a ser simulado é mostrado na Figura 6.13.





É possível verificar-se também que as formas de onda de tensão e corrente são aquelas previstas teoricamente. Os esforços de tensão e corrente nos interruptores são mostrados na Tabela 6.IV.

TABELA 6.IV - Esforços de tensão e corrente nos interruptores. (\*) Valor médio em  $DT_s$

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	444V	3,40A	5,0A	7,27A
$S_2$	444V	0A	2,89A	6,9A
$D_b$	400V*	3,82A	6,13A	14,20A

A partir das simulações com  $D=0,5$  obtiveram-se os gráficos mostrados na Figura 6.16. Na Figura 6.16.a são mostradas as curvas de ganho estático de tensão obtidas através das expressões determinadas na análise matemática e por simulação. Comparando essas curvas, verifica-se uma diferença máxima de 4,5%.

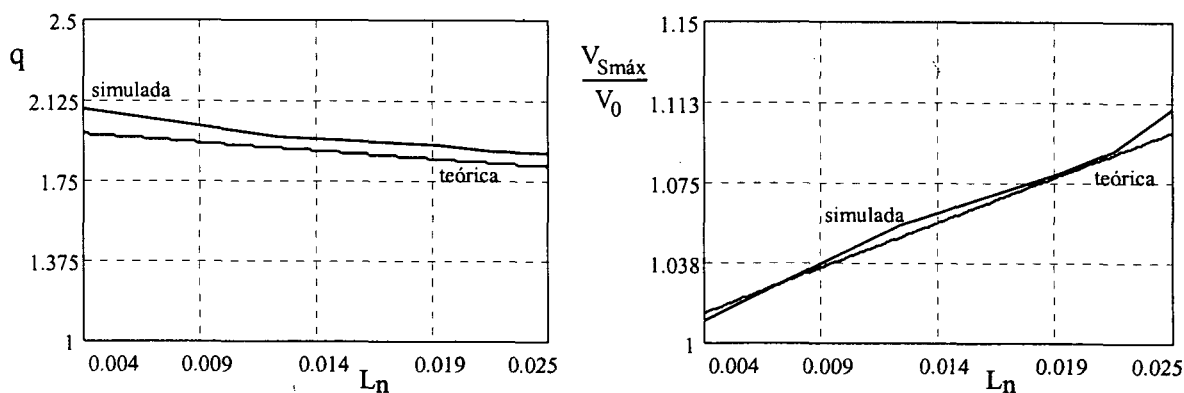


Fig. 6.16 - a) Curvas simulada e teórica de  $q$ ; - b) curvas simulada e teórica da tensão de grampeamento dos interruptores comandáveis.

A Figura 6.16.b mostra a tensão de grampeamento sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  para  $D=0,5$ . Pode-se comparar o resultado obtido por simulação com aquele obtido via expressão matemática e verificar que a diferença máxima entre essas curvas é da ordem de 1%.

O conversor Boost-cuk apresentou um comportamento, em termos de característica externa, tensão de grampeamento, faixa de carga com comutação ZVS e esforços de corrente nos interruptores exatamente igual ao dos conversores Boost-boost e Boost-buck-boost, diferindo apenas em relação às correntes nos indutores ressonantes.

### 6.3.5 - Conversor Boost-sepic

O circuito do conversor Boost-sepic a ser simulado é mostrado na Figura 6.17.

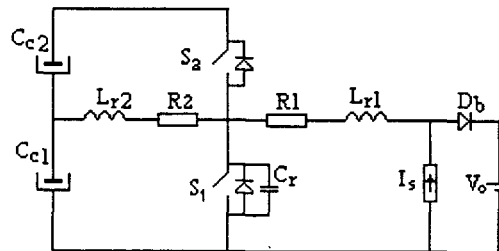


Fig. 6.17 - Circuito de Potência do Conversor Boost-sepic.

Os parâmetros do circuito de potência são:

$$V_s = 220\text{v} \quad V_0 = 400\text{v} \quad f_s = 100\text{kHz} \quad P_0 = 1600\text{w}$$

$$D = 0,5 \quad \beta = 1,0226 \quad L_n = 0,0247$$

$$L_{r1} = 13,6\mu\text{H} \quad L_{r2} = 135\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF} \quad C_{c1} = C_{c2} = 2,2\mu\text{F} \quad R_1 = 0,02\Omega \quad R_2 = 0,2\Omega$$

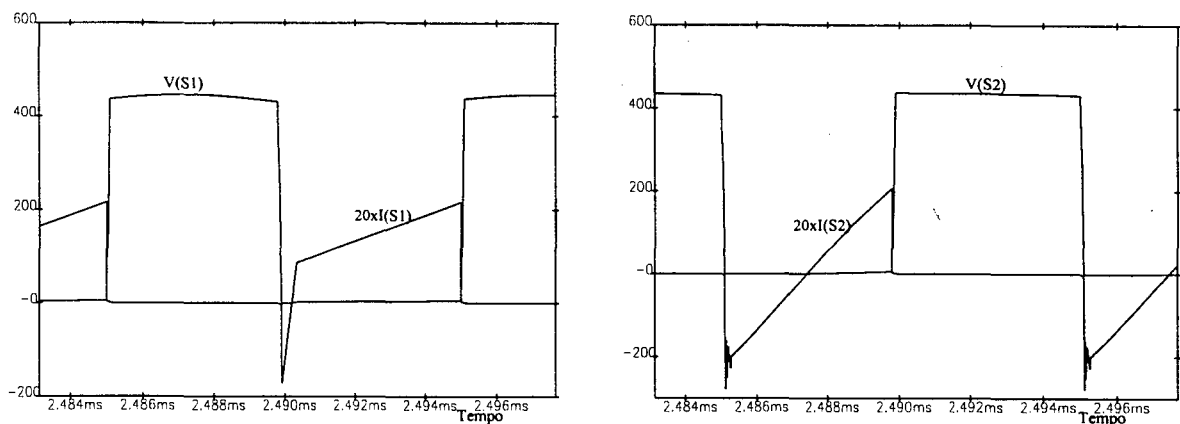


Fig. 6.18 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

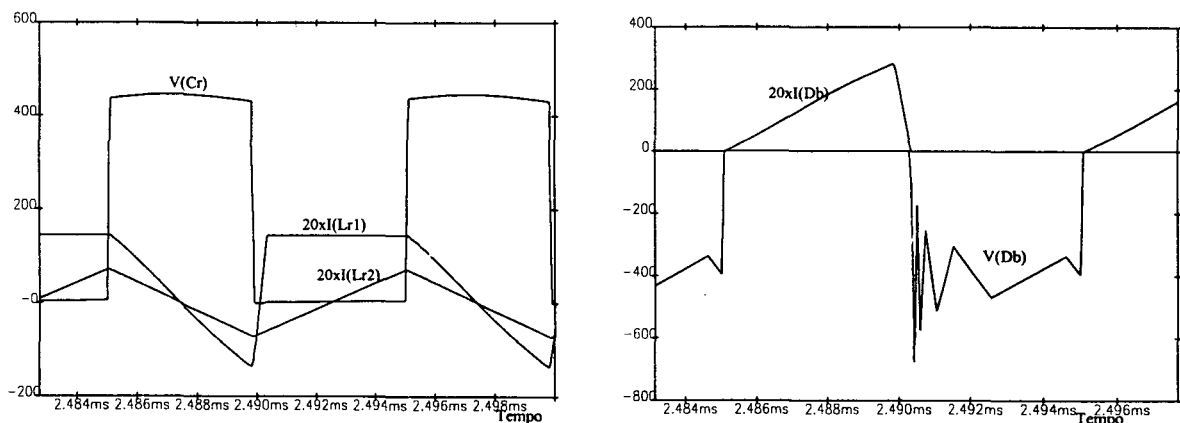


Fig. 6.19 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_b$ .

A partir da simulação em condições nominais, resultaram as formas de onda mostradas nas Figuras 6.18 e 6.19. Através dessas figuras, pode-se observar que as etapas de

operação, bem como as formas de onda de tensão e corrente no conversor estão em conformidade com aquelas previstas anteriormente. Da simulação para operação nominal também foram obtidos os esforços de tensão e corrente nos interruptores, conforme mostrados na Tabela 6.V.

TABELA 6.V - Esforços de tensão e corrente nos interruptores. (\*) Valor médio em  $DT_s$

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	445V	3,46A	5,45A	10,7A
$S_2$	437V	0A	4,38A	10,1A
$D_b$	400V*	3,80A	6,1A	14,08A

A partir das simulações para carga variável, obtiveram-se os gráficos mostrados na Figura 6.20. Na Figura 6.20.a são mostradas as curvas de ganho estático de tensão para  $D=0,5$  obtidas através das expressões determinadas na análise matemática e por simulação. Comparando essas curvas, verifica-se uma diferença máxima de 4,5% .

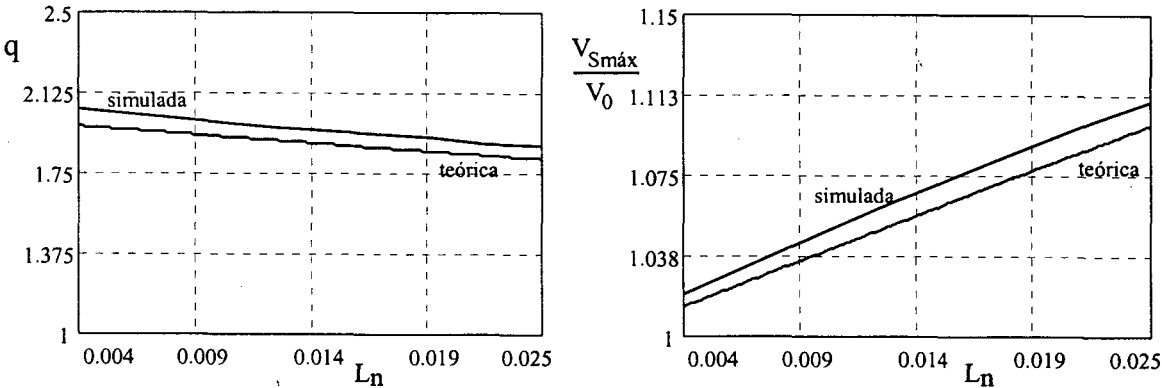


Fig. 6.20 - a) Curvas simulada e teórica de  $q$ ; - b) curvas simulada e teórica da tensão de grampeamento dos interruptores comandáveis.

A Figura 6.20.b mostra a tensão de grampeamento sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  para  $D=0,5$ . Pode-se comparar o resultado obtido por simulação com aquele obtido via expressão matemática e verificar que a diferença máxima entre essas curvas é da ordem de 1%.

O conversor Boost-sepic apresentou um comportamento, em termos de característica externa e tensão de grampeamento, exatamente igual ao daqueles apresentados pelos conversores Boost-boost, Boost-buck-boost e Boost-cuk, diferindo em relação à faixa de carga com comutação ZVS e aos esforços de correntes nos interruptores comandáveis.

### 6.3.6 - Conversor Boost-zeta

O circuito do conversor Boost-zeta a ser simulado é mostrado na Figura 6.21.

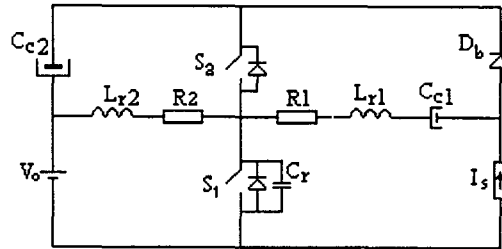


Fig. 6.21 - Circuito de Potência do Conversor Boost-zeta.

Os parâmetros do circuito de potência do conversor são:

$$V_s = 220\text{v} \quad V_0 = 180\text{v} \quad f_s = 100\text{kHz} \quad P_0 = 1600\text{w}$$

$$D = 0,37 \quad \beta = 0,1154 \quad L_n = 0,0247$$

$$L_{r1} = 13,6\mu\text{H} \quad L_{r2} = 135\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF} \quad C_{c1} = C_{c2} = 2,2\mu\text{F} \quad R_1 = 0,02\Omega \quad R_2 = 0,2\Omega$$

Através da simulação para carga nominal, resultaram as formas de onda mostradas nas Figuras 6.22 e 6.23.

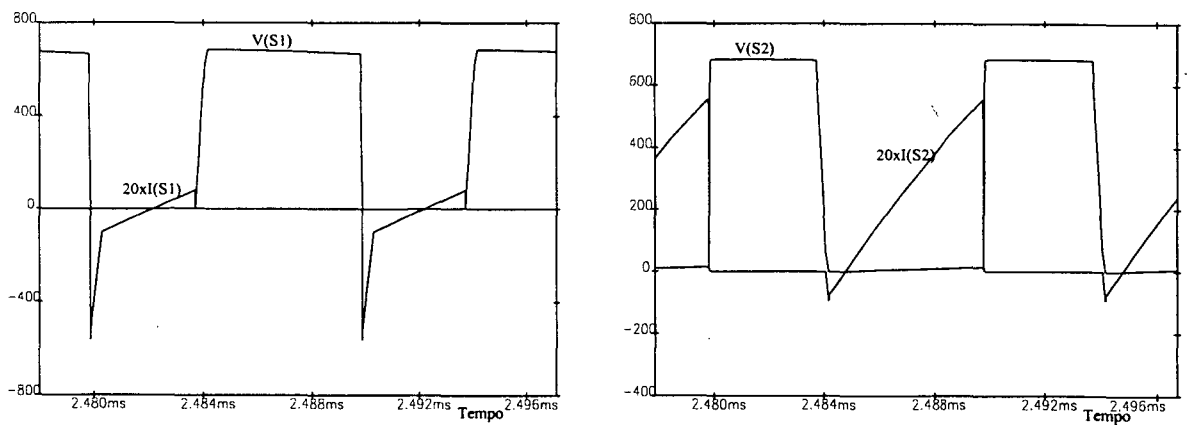


Fig. 6.22 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

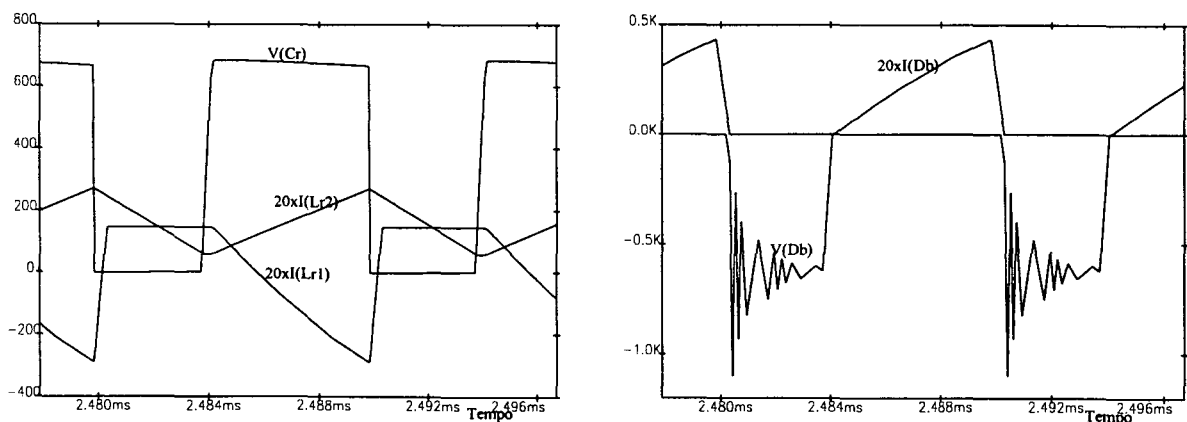


Fig. 6.23 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_b$ .

Através da simulação em condições nominais de carga, pode-se observar que as etapas de operação, assim como as formas de onda de tensão e corrente no conversor são aquelas previstas anteriormente. Os esforços nos interruptores são mostrados na Tabela 6.VI.

TABELA 6.VI - Esforços de tensão e corrente nos interruptores. (\*) Valor médio em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	684V	0,8A	3,87A	28,17A
$S_2$	684V	7,2A	12,1A	27,8A
$D_b$	614V*	7,2A	10,6A	21,6A

Das simulações para razão cíclica nominal e carga variável, obtiveram-se os gráficos mostrados na Figura 6.24. Na Figura 6.24.a são mostradas as curvas de ganho estático de tensão para  $D=0,37$  obtidas através das expressões determinadas na análise matemática e via simulação. Comparando essas curvas, verifica-se que as diferenças são muito pequenas.

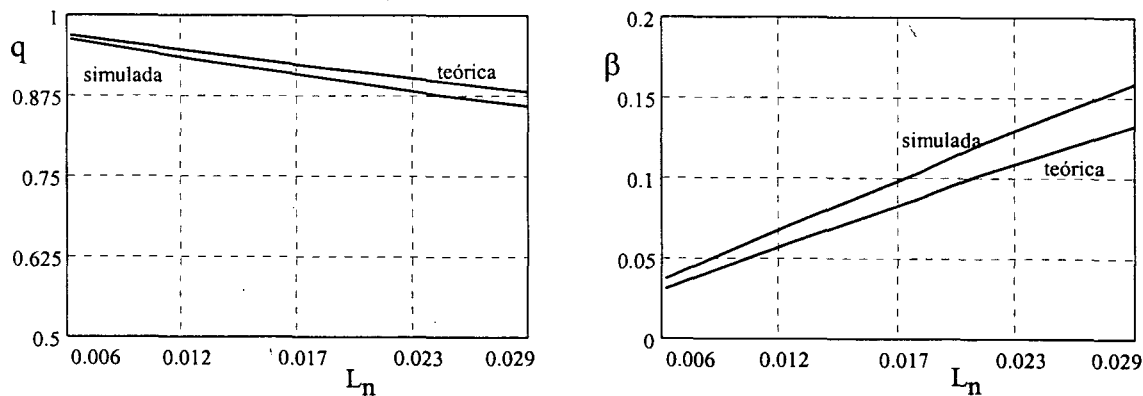


Fig. 6.24 - a) Curvas simulada e teórica de  $q$ ; - b) curvas simulada e teórica da tensão nos interruptores.

A Figura 6.24.b mostra a tensão normalizada sobre o capacitor de grampeamento  $C_{c1}$  para  $D=0,37$ . Pode-se comparar o resultado obtido por simulação com aquele obtido via expressão matemática e verificar que a diferença média, neste caso, não é muito grande. A faixa de carga com entrada em comutação ZVS foi de plena carga até a vazio.

## 6.4 - Comparação Entre os Conversores Simulados

Da mesma forma que foi feito para os conversores Buck, é interessante sintetizar de forma agrupada os principais resultados obtidos com os conversores Boost.

TABELA 6.VII - Tensões e correntes normalizadas nos interruptores. (\*) Valor médio em  $DT_s$ .

		Boost-buck	Boost-boost	Boost-buck-boost	Boost-cuk	Boost-sepic	Boost-zeta
MÁXIMO	$V_{S1}$	1,0	1,11	1,11	1,11	1,11	1,71
	$V_{S2}$	1,0	1,11	1,11	1,11	1,09	1,71
	$V_{Db}^*$	0,93	1,0	1,0	1,0	1,0	1,54
MÁXIMO	$I_{S1}$	5,08	1,81	1,81	1,81	2,68	7,04
	$I_{S2}$	5,45	1,79	1,78	1,73	2,53	6,95
	$I_{Db}$	5,8	3,56	3,52	3,55	3,52	5,4
MÉDIO	$I_{S1}$	0,88	0,87	0,86	0,85	0,87	0,2
	$I_{S2}$	0,88	0	0	0	0	1,8
	$I_{Db}$	1,81	0,92	0,92	0,96	0,95	1,8
EFÍCAZ	$I_{S1}$	1,47	1,31	1,30	1,25	1,36	0,98
	$I_{S2}$	1,98	0,72	0,72	0,72	1,10	3,03
	$I_{Db}$	3,08	1,48	1,48	1,53	1,53	2,65

Os valores de tensão e corrente nos interruptores são convertidos para valores normalizados e são agrupados na Tabela 6.VII. A normalização é feita da seguinte forma:

$$V_n = \frac{V}{V_0} \quad \text{e} \quad I_n = \frac{I}{I_0}$$

Observando-se a Tabela 6.VII, pode-se constatar que os conversores Boost-boost, Boost-buck-boost, Boost-cuk e Boost-sepic apresentam, em termos de tensão nos interruptores comandáveis, a mesma performance, ou seja, valores máximos da ordem de 11% acima do valor da tensão da carga. Com relação ao conversor Boost-zeta, esse valor é de aproximadamente 71%, ao passo que no conversor Boost-buck é igual à tensão da carga.

Em termos de corrente, o conversor que apresenta os maiores esforços nos interruptores é o conversor Boost-zeta, ao passo que os conversores Boost-boost, Boost-buck-boost, Boost-cuk e Boost-sepic são os que apresentam os menores esforços.

## 6.5 - Conclusões

Foram projetados os seis conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo propostos, a partir dos quais foram realizados estudos através de simulações, as quais foram realizadas da forma mais idealizada possível, visando a aproximar os resultados das simulações com os resultados teóricos.

Os conversores Boost-boost, Boost-buck-boost, Boost-cuk e Boost-sepic apresentaram um comportamento idêntico em termos de ganho estático, de tensões de grampeamento e esforços de corrente nos interruptores, sendo que, em termos de faixa de carga com entrada em condução ZVS em  $S_1$ , o conversor Boost-sepic foi o que apresentou o melhor comportamento, ou seja, comutação ZVS integral em  $S_1$  desde plena carga até a vazio.

No conversor Buck-buck foram obtidas as menores tensões de grampeamento, embora os esforços de corrente nos interruptores tenham sido os maiores quando comparados aos anteriores.

O conversor Boost-zeta não pôde atender à especificação de elevação de tensão pois, conforme foi verificado na análise teórica, ele apresenta um comportamento de rebaixador, o que é função da influência da célula de grampeamento sobre o conversor Boost, embora o comportamento previsto teoricamente tenha sido comprovado por simulação.



## **CAPÍTULO VII**

### **CONVERSOR BOOST-BUCK-BOOST: PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO**

#### **7.1 - Introdução**

O conversor Boost, como estágio de pré-processamento de potência em conversores CA-CC de alto fator de potência e baixa distorção harmônica, tem se mostrado a melhor alternativa para retificação monofásica apresentada nos últimos tempos. Dessa forma, esse conversor assumiu um papel bastante importante na área de eletrônica de potência e se tornou objeto de incessantes pesquisas, transformando-se, sem dúvida, no mais importante dos conversores básicos. Assim, em se tratando este trabalho do estudo de uma técnica de geração de topologias e, sendo geradas seis topologias de conversores Boost, não se poderia deixar de estudar de forma mais cuidadosa pelo menos uma dessas topologias.

Através da técnica de comutação ZVS com grampeamento ativo, pôde-se obter uma família de seis conversores Boost, todos eles obedecendo aos mesmos princípios e variando apenas a forma de grampeamento. Através da análise apresentada nos capítulos anteriores, pôde-se constatar que dentre esse grupo de conversores, o conversor Boost-buck-boost apresenta-se, a princípio, como a melhor alternativa já que mantém as mesmas características dos conversores Boost-boost e Boost-cuk, porém, com uma tensão reduzida no capacitor de grampeamento, ou seja, como a tensão de grampeamento é igual à soma da tensão no capacitor de grampeamento com a tensão do filtro de saída, há um aproveitamento desse filtro na ação de grampeamento, fazendo com que o capacitor de grampeamento seja submetido a tensões mais baixas. Em função dessas características, esse conversor foi escolhido para um estudo experimental.

## 7.2 - Especificações e Topologia

O conversor Boost a ser projetado deverá atender às seguintes especificações:

- tensão de entrada: 300V;
- tensão de saída: 400V;
- potência de saída: 1600W;
- frequência de comutação: 100kHz;
- rendimento: 95%.

A faixa de carga com comutação ZVS integral em  $S_1$  deverá ser de 50% da carga nominal. O circuito de potência do conversor pode ser visto na Figura 7.1.

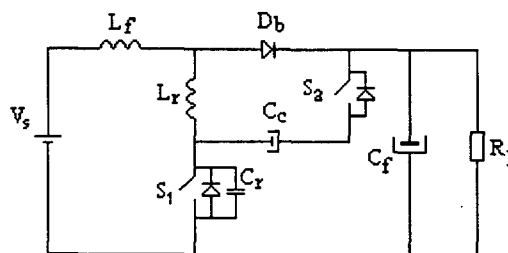


Fig. 7.1 - Conversor Boost-buck-boost.

## 7.3 - Projeto

A partir das especificações, é possível obter-se o ganho estático. Assim, tem-se:

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{400}{300} = 1,333$$

E a razão cíclica efetiva será:

$$D_{ef} = 1 - \frac{1}{q} = 0,25$$

Com o valor do ganho estático necessário e com a característica externa do conversor, mostrada na Figura 5.15.b, pode-se determinar a razão cíclica nominal, a indutância ressonante normalizada e a indutância ressonante. A determinação desses parâmetros implica o estabelecimento do ponto de operação e a faixa de carga com comutação ZVS integral no interruptor principal. Portanto, deve-se levar em consideração que, quanto maior for o valor de  $L_r$ , maior será a faixa de carga com comutação ZVS integral em  $S_1$ , mas também será maior a quantidade de energia reativa circulante no conversor, o que implica um acréscimo na perda de razão cíclica e na tensão de grampeamento.

Como uma solução fechada para esse caso se tornaria difícil, deve-se proceder a algumas iterações para que se obtenha o ponto de operação com a faixa de carga desejada.

Portanto, deve-se determinar os valores de  $D$ ,  $L_n$ ,  $L_r$  e  $C_r$  e, após, verifica-se a faixa de carga com comutação ZVS integral em  $S_1$  através da equação (2.208) mostrada abaixo. Se a faixa de carga for menor que a desejada, aumenta-se o valor de  $L_n$ .

$$L_{n_{\min}} = \frac{(1-D)}{2\pi(1-D)\frac{f_0}{f_s} - 2}$$

Como essa expressão foi determinada para um modelo em que a corrente de entrada é imposta e de valor constante (sem ondulação) e, como na corrente de entrada real sempre haverá uma ondulação, que ajuda a obtenção da comutação ZVS, pois torna a corrente de comutação maior, deve-se considerar um fator de correção para essa expressão. Assim, tomando-se:

$$r = \frac{\Delta I_s}{I_s} \quad (7.1)$$

como sendo a ondulação percentual da corrente de entrada, ou seja, a diferença entre o valor máximo e o mínimo como percentual do valor médio, tem-se:

$$L_{n_{\min}} = \frac{1}{\pi f(2+r) - \frac{2}{(1-D)}} \quad (7.2)$$

Se o rendimento for considerado, a corrente de entrada será acrescida e, portanto, haverá mais energia disponível para a comutação resultando em:

$$L_{n_{\min}} = \frac{\eta}{\pi f(2+r) - \frac{2}{(1-D)}} \quad (7.3)$$

onde “ $f$ ” representa a relação entre a frequência de ressonância e a frequência de comutação.

As iterações necessárias para a determinação do ponto de operação serão omitidas, no entanto, o trabalho pode ser considerado bastante simples e com poucas iterações consegue-se o resultado desejado. Assim, para que o ganho estático seja aquele especificado e para “ $f$ ” igual a aproximadamente 5,28, obtém-se:

$$D = 0,354 \quad L_n = 0,0519 \quad \beta = 0,1607$$

$$L_r = 37\mu\text{H} \quad C_r = 2,46\text{nF}$$

Admitindo-se uma ondulação na corrente de entrada de 30% do valor médio, tem-se:

$$L_{n_{\min}} = \frac{0,95}{\pi \cdot 5,28 \cdot (2 + 0,3) - \frac{2}{(1 - 0,354)}} = 0,027$$

Então, como  $L_{n\min}=0,5221L_n$ , obtém-se uma faixa de carga com comutação ZVS integral no interruptor principal de 52,24% a 100% da carga nominal, o que é um valor aceitável, pois na prática a ondulação será sempre um pouco maior, ampliando essa faixa.

É necessário determinar também, o tempo morto máximo que deve existir entre os comandos dos interruptores. Assim, como o intervalo crítico é aquele em que ocorre a entrada em condução do interruptor  $S_1$ , tem-se:

$$t_d = \frac{(V_0 + V_c)}{I_s} C_r + \frac{I_s}{V_0} L_r \cong 720\text{ns}$$

Para que não se corra nenhum risco de oscilação nessa etapa, adota-se um tempo morto menor que o máximo calculado. Um valor em torno de 70% é bastante razoável, então  $t_d=500\text{ns}$ .

Resta, portanto, a determinação dos valores da indutância do filtro de entrada (indutância boost), da capacitância do filtro de saída e da capacitância de grampeamento, o que é feito a seguir.

### 7.3.1 - Indutância Boost

As correntes média e de pico no indutor boost são:

$$I_s = \frac{P_0}{\eta V_s} = \frac{1600}{0,95 \cdot 300} = 5,61\text{A} \quad I_{pk} = I_s + \frac{\Delta I_s}{2} = 5,61 + \frac{1,68}{2} = 6,45\text{A}$$

Então, tem-se:

$$L_f = \frac{DV_s}{f_s \Delta I_s} = \frac{300 \cdot 0,354}{100 \cdot 10^3 \cdot 1,68} \cong 600\mu\text{H}$$

### 7.3.2 - Capacitância de Saída

Admitindo-se uma ondulação de 2% na tensão de saída, tem-se:

$$C_f = \frac{P_0}{2\pi f_s I_0 \Delta V_0} = \frac{1600}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 0,02 \cdot 400} = 100\mu\text{F}$$

### 7.3.3 - Capacitância de Grampeamento

Adotando-se a regra estabelecida no capítulo 3 sobre o cálculo da capacitância de grampeamento, tem-se:

$$C_c > 9 \cdot \frac{(1-D)^2}{\pi^2 L_r f_s^2} = 9 \cdot \frac{(1-0,32)^2}{\pi^2 \cdot 37 \cdot 10^{-6} \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 1,14\mu\text{F}$$

A tensão sobre o capacitor de grampeamento e a tensão de grampeamento sobre os interruptores comandáveis ( $S_1$  e  $S_2$ ) são:

$$V_c = \beta V_0 = 64V \quad V_{S_{\text{Máx}}} = 464V$$

### 7.3.4 - Esforços de Tensão e Corrente nos Interruptores

Para que os interruptores possam ser selecionados, é necessário conhecer-se os valores máximos, médios e eficazes de corrente bem como os valores máximos de tensão nesses componentes. A seguir são mostrados apenas os resultados finais das expressões.

#### 7.3.4.1 - Interruptor $S_1$

Tensão máxima	$V_{\text{máx}} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)}$
Corrente máxima	$I_{\text{pk}} = 1$
Corrente eficaz	$I_{\text{ef}} = \sqrt{D - \frac{4}{3}L_n}$
Corrente média	$I_{\text{méd}} = D - 2L_n$

#### 7.3.4.2 - Interruptor $S_2$

Tensão máxima	$V_{\text{máx}} = 1 + \frac{2L_n}{(1-D)}$
Corrente máxima	$I_{\text{pk}} = 1$
Corrente eficaz	$I_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{(1-D)}{3}}$
Corrente média	$I_{\text{méd}} = 0$

#### 7.3.4.3 - Diodo $D_b$

Tensão máxima	$V_{\text{máx}} = 1$
Corrente máxima	$I_{\text{pk}} = 2$
Corrente eficaz	$I_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{2}{3}(1-D) + 4L_n}$
Corrente média	$I_{\text{méd}} = 1 - (D - 2L_n)$

Obs.: as correntes acima estão normalizadas em relação à corrente média de entrada  $I_s$ , ao passo que as tensões estão normalizadas em relação à tensão média na saída  $V_0$ .

Torna-se possível agora, a projeção dos esforços de tensão e corrente nos interruptores, os quais são mostrados, para operação nominal, na Tabela 7.I.

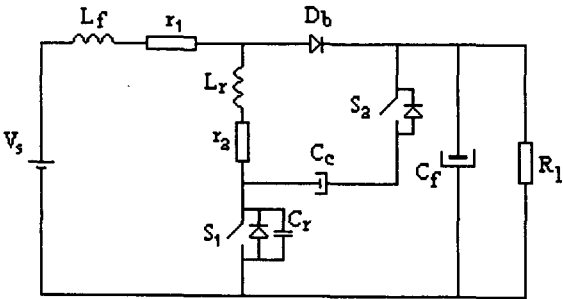
*TABELA 7.I - Esforços de tensão e corrente previstos nos interruptores. (\*) Valores acrescidos da ondulação da corrente de entrada.*

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$	$I_{MÁX}^*$
$S_1$	464V	1,4A	2,99A	5,61A	6,45A
$S_2$	464V	0A	2,6A	5,61A	6,45A
$D_b$	400V	4,21A	4,48A	11,22A	12,9A

Com os elementos anteriormente determinados, já é possível proceder-se a uma série de simulações objetivando a verificação do comportamento do protótipo. A partir daí, deve-se projetar fisicamente os elementos reativos e selecionar os componentes físicos para a montagem juntamente com o projeto do circuito de comando e gatilho (driver) dos interruptores.

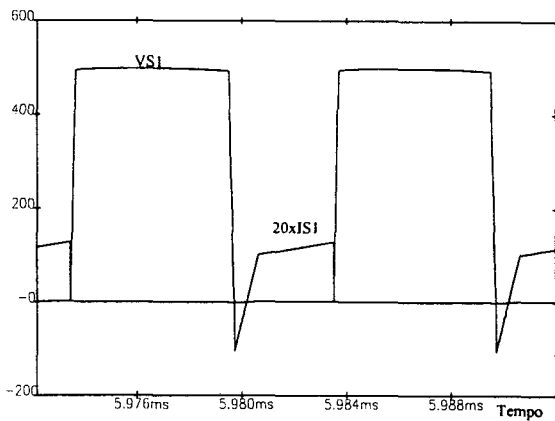
### 7.3.5 - Simulações

Na Figura 7.3 é mostrado o circuito a ser simulado. Foram adicionadas resistências em série com os elementos indutivos, visando o amortecimento das oscilações oriundas das malhas puramente reativas. Os interruptores são considerados ideais, modelados apenas por uma resistência binária com alta resistência em bloqueio e baixa resistência em condução. A carga é considerada como uma resistência e a fonte como uma fonte de tensão ideal. Os interruptores são comandados de forma complementar com um intervalo de tempo morto entre os sinais de comando de 500ns.

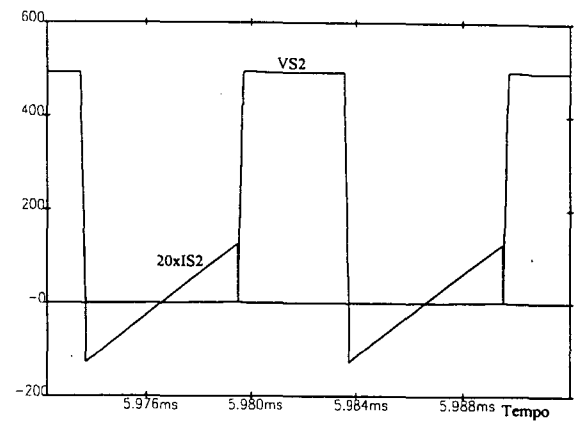


*Fig. 7.3 - Conversor Boost-buck-boost.*

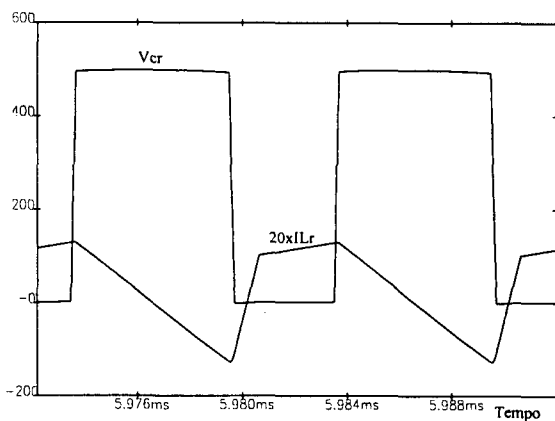
Das simulações com carga nominal e  $D=0,354$ , resultaram as formas de onda mostradas nas Figuras 7.4, 7.5 e 7.6.



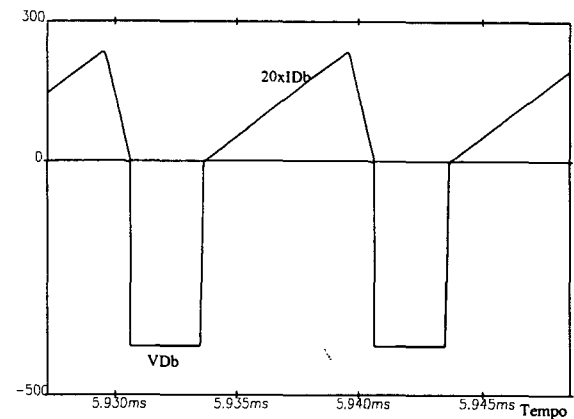
a)



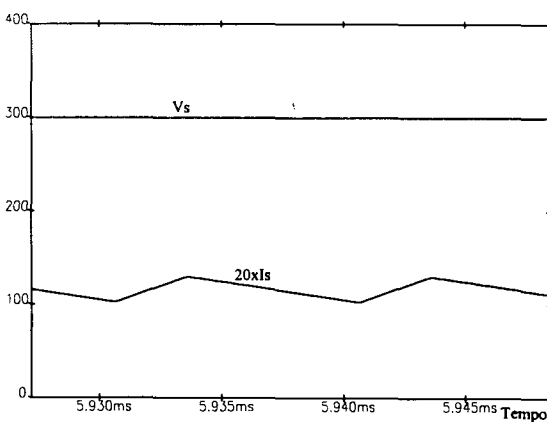
b)

Fig. 7.4 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

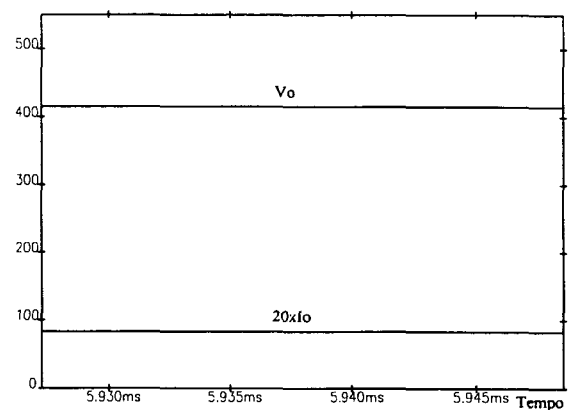
a)



b)

Fig. 7.5 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_b$ .

a)



b)

Fig. 7.6 - a) Tensão e corrente na carga; b) tensão e corrente de entrada.

A partir desta simulação foram obtidos os valores dos esforços de tensão e corrente nos interruptores, mostrados na Tabela 7.II. Como se pode verificar, os valores são bastante próximos daqueles obtidos através das expressões matemáticas.

TABELA 7.II - Esforços de tensão e corrente nos interruptores obtidos por simulação.(\*) Tensão média em  $DT_s$ .

	$V_{MÁX}$	$I_{MÉD}$	$I_{EF}$	$I_{MÁX}$
$S_1$	503V	1,68A	3,3A	6,51A
$S_2$	497V	0A	2,94A	6,44A
$D_b$	400V*	4,2A	5,87A	11,8A

A ondulação observada na corrente de entrada foi de 1,38A, ou seja, 82% da ondulação estipulada no projeto. A tensão de saída foi igual a 416V.

Foram realizadas também simulações com o objetivo de se verificar a faixa de carga com comutação ZVS integral no interruptor principal ( $S_1$ ). Assim, nas Figuras 7.7, 7.8 e 7.9 mostram-se as formas de onda relativas à simulação com uma carga igual a 50% da carga nominal.

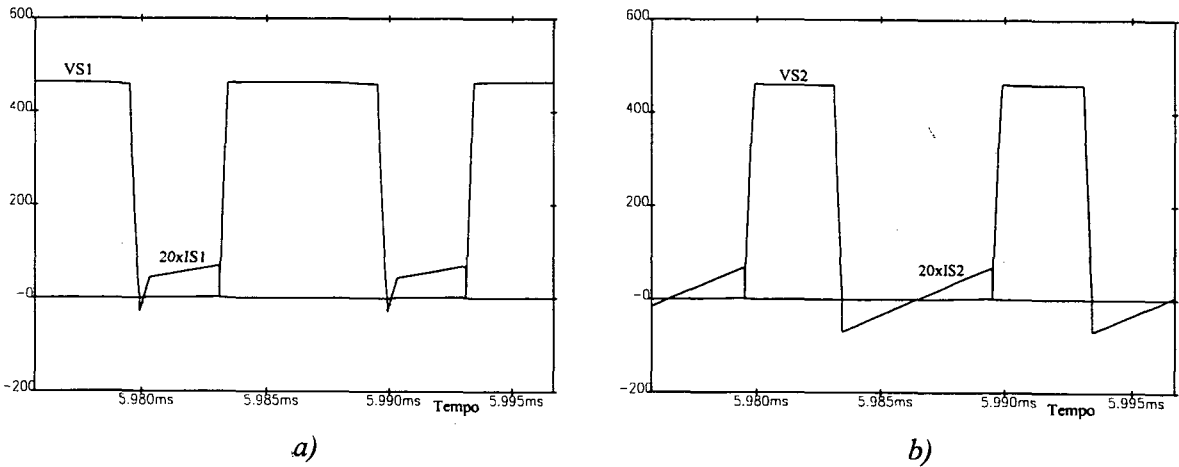


Fig. 7.7 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) tensão e corrente em  $S_2$ .

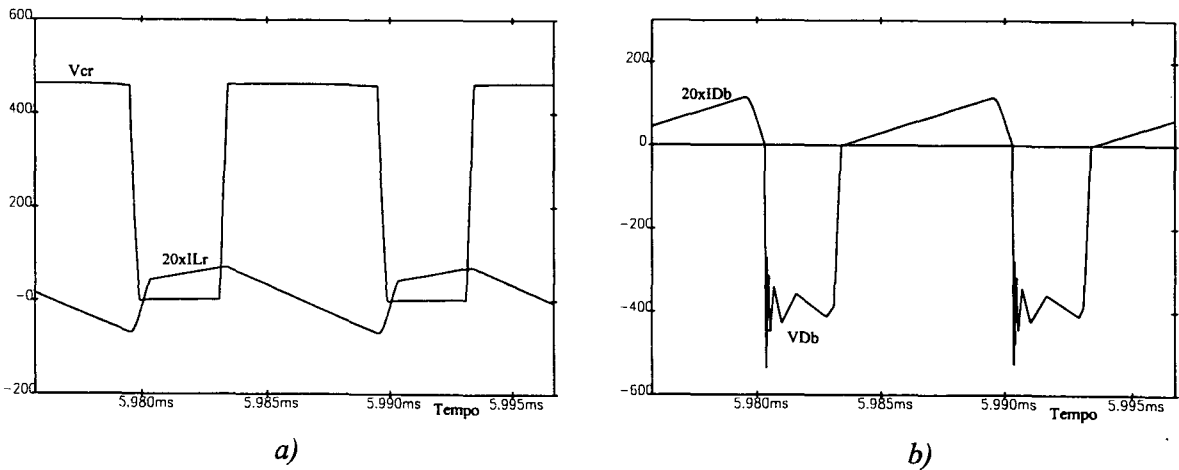


Fig. 7.8 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) tensão e corrente em  $D_b$ .



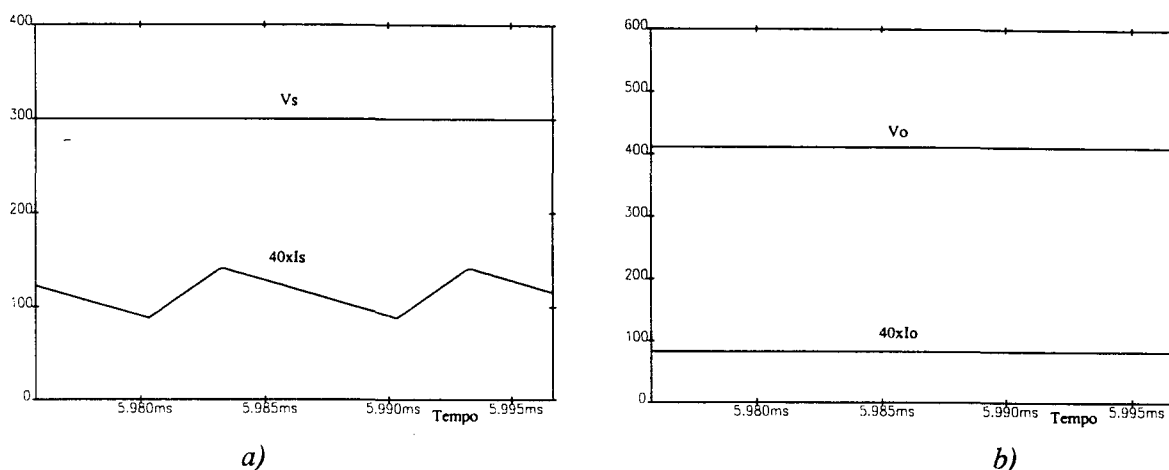


Fig. 7.9 - a) Tensão e corrente na carga; - b) tensão e corrente de entrada.

Como se pode verificar através das Figuras 7.7.a e 7.7.b, os interruptores comandáveis continuam comutando com tensão nula tanto no bloqueio quanto na entrada em condução. Para valores um pouco menores de corrente de carga a entrada em condução de  $S_1$  deixa de ser ZVS.

### 7.3.6 - Dimensionamento Físico dos Indutores

Nesta etapa do trabalho são apresentados o dimensionamento físico dos indutores [70] e dissipadores, bem como a seleção dos semicondutores, capacitores e resistores a serem utilizados no estágio de potência.

#### 7.3.6.1 - Indutor do Filtro de Entrada

São considerados como dados de entrada para o projeto do indutor a densidade máxima de fluxo magnético no núcleo, a densidade máxima de corrente nos condutores, o fator de espaçamento do enrolamento, o valor da indutância e as correntes máxima e eficaz no indutor. Assim, tem-se:

$$L_f = 600\mu\text{H} \quad B_{\text{máx}} = 200\text{mT} \quad J_{\text{máx}} = 300\text{A/cm}^2 \quad K_w = 0,7$$

$$I_{\text{pk}} = 6,45\text{A} \quad I_{\text{ef}} = 5,9\text{A}$$

Obs.: a corrente eficaz foi obtida através de simulação.

#### ■ Determinação do núcleo

$$A_e A_w = \frac{L_f I_{\text{pk}} I_{\text{ef}} \cdot 10^4}{K_w B_{\text{máx}} J_{\text{máx}}} = \frac{0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 6,45 \cdot 5,9 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,20 \cdot 300} = 5,43\text{cm}^4$$

Adota-se, portanto, o núcleo E55, material IP6 (Thornton), o qual apresenta os seguintes dados:

$$A_e = 3,54\text{cm}^2 \quad A_w = 2,50\text{cm}^2 \quad \text{Vol} = 42,5\text{cm}^3 \quad l_t = 11,6\text{cm}$$

onde:  $A_e$  representa a área da seção transversal da perna central do núcleo;  $A_w$ , a área da janela; Vol, o volume do núcleo;  $l_t$ , o comprimento médio de uma espira.

#### ■ Determinação do número de espiras e bitola dos condutores

$$N_f = \frac{L_f I_{pk} \cdot 10^4}{B_{\text{máx}} A_e} = \frac{0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 6,45 \cdot 10^4}{0,20 \cdot 3,54} \cong 54$$

A área de cobre necessária será então:

$$S_{\text{Cu}} = \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{5,9}{300} = 0,01967\text{cm}^2$$

Cada espira será formada, então, por 2 condutores #16 AWG em paralelo. A resistência total desse enrolamento é dada por:

$$R = 54\text{esp} \cdot \frac{0,00015}{2} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}} 11,6\text{cm} = 0,05\Omega$$

A fim de que se verifique se o enrolamento cabe na janela do núcleo, deve ser feito um teste de ocupação, o qual consiste no cálculo da área da janela necessária e na comparação com a área da janela do núcleo  $A_w$ . Assim, tem-se:

$$A_{\text{wnec}} = \frac{2 \cdot 54 \cdot 0,015207}{0,7} = 2,34\text{cm}^2$$

Como  $A_w$  é maior que  $A_{\text{wnec}}$ , o enrolamento é possível.

#### ■ Determinação do entreferro

$$l_g = \frac{N_f^2 \mu_0 A_e \cdot 10^{-2}}{L_f} = \frac{54^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,55 \cdot 10^{-2}}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 0,216\text{cm}$$

### 7.3.6.2 - Indutor Ressonante

Da mesma forma que no caso anterior, os dados de entrada para o projeto são:

$$L_r = 37\mu\text{H} \quad B_{\text{máx}} = 0,11\text{T} \quad J_{\text{máx}} = 300\text{A} / \text{cm}^2 \quad K_w = 0,7$$

$$I_{pk} = 6,45\text{A} \quad I_{\text{ef}} = 4,6\text{A}$$

Obs.: a corrente eficaz foi obtida através de simulação.

#### ■ Determinação do núcleo

$$A_e A_w = \frac{L_r I_{pk} I_{\text{ef}} \cdot 10^4}{K_w B_{\text{máx}} J_{\text{máx}}} = \frac{37 \cdot 10^{-6} \cdot 6,45 \cdot 4,6 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,11 \cdot 300} = 0,475\text{cm}^4$$

O núcleo escolhido deveria ser o E30-7. Porém, no caso de indutores ressonantes, que são submetidos a correntes com sentido variável, resultando em uma operação do núcleo em dois quadrantes da curva de magnetização, o aquecimento torna-se bem maior que no caso de indutores utilizados como filtros, havendo a necessidade, portanto, de um volume mínimo para que o calor gerado seja evacuado. Dessa forma, adota-se o núcleo E42-15, material IP6, (Thornton), o qual apresenta os seguintes dados:

$$A_e = 1,81 \text{ cm}^2 \quad A_w = 1,81 \text{ cm}^2 \quad \text{Vol} = 17,1 \text{ cm}^3 \quad l_t = 8,7 \text{ cm}$$

### ■ Determinação do número de espiras e bitola dos condutores

$$N_r = \frac{L_r I_{pk} \cdot 10^4}{B_{\text{máx}} A_e} = \frac{37 \cdot 10^{-6} \cdot 6,45 \cdot 10^4}{0,11 \cdot 1,81} \cong 12$$

A área de cobre necessária será então:

$$S_{\text{Cu}} = \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{máx}}} = \frac{4,6}{300} = 0,0153 \text{ cm}^2$$

Cada espira será formada por 13 condutores #25 AWG trançados e a resistência total do enrolamento será:

$$R = 12 \text{ esp} \cdot \frac{0,001419}{13} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}} \cdot 8,7 \text{ cm} = 0,01 \Omega$$

A área da janela necessária será:

$$A_{\text{wnec}} = \frac{12 \cdot 13 \cdot 0,002078}{0,5} = 0,648 \text{ cm}^2$$

Como  $A_w$  é maior que  $A_{\text{wnec}}$ , o enrolamento é possível.

### ■ Determinação do entreferro

$$l_g = \frac{N_r^2 \mu_0 A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} = \frac{12^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{37 \cdot 10^{-3}} = 0,0885 \text{ cm}$$

### ■ Cálculo térmico

Nesse tipo de indutor, o cálculo térmico torna-se indispensável. Assim, a seguir é realizado um cálculo com o objetivo de se determinar a elevação de temperatura no núcleo.

$$P_{\text{núcleo}} = \text{Vol} \cdot \Delta B_{\text{máx}}^{2,4} [k_H \cdot f_s + k_E \cdot f_s^2] = 17,1 \cdot 0,22^{2,4} \cdot 8 = 3,61 \text{ W}$$

$$P_{\text{Cu}} = R \cdot I_{\text{ef}}^2 = 0,01 \Omega \cdot 4,6^2 = 0,21 \text{ W}$$

$$R_{\text{Térmica}} = 23 (A_e A_w)^{-0,37} \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 14,82 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$\Delta T = P_T \cdot R_{\text{Térmica}} = 3,82 \cdot 14,82 = 56,6^\circ\text{C}$$

Essa elevação de temperatura é considerada alta, porém, como o protótipo é experimental, esse projeto será adotado.

### 7.3.7 - Seleção dos Semicondutores de Potência

Os semicondutores de potência são selecionados conforme os valores de tensão e corrente estimados através das expressões matemáticas apresentadas anteriormente.

#### 7.3.7.1 - Interruptores Comandáveis

##### ■ Interruptor $S_1$ :

$$V_{\text{máx}} = 465\text{V} \quad I_{\text{pk}} = 6,45\text{A} \quad I_{\text{med}} = 1,14\text{A} \quad I_{\text{ef}} = 2,99\text{A}$$

##### ■ Interruptor $S_2$ :

$$V_{\text{máx}} = 465\text{V} \quad I_{\text{pk}} = 6,45\text{A} \quad I_{\text{med}} = 0\text{A} \quad I_{\text{ef}} = 2,6\text{A}$$

Para os dois casos é selecionado o MOSFET de potência **APT5025BN**, o qual apresenta as seguintes características:

$$BV_{\text{DS}} = 500\text{V} \quad V_{\text{GD}} = \pm 30\text{V} \quad I_{\text{D(on)}} = 23\text{A} \quad C_{\text{OSS}} = 730\text{pF}$$

$$T_j = -50 \leftrightarrow 150^{\circ}\text{C} \quad R_{\theta\text{JC}} = 0,4 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{\text{DS(on)}} = 0,25\Omega \rightarrow 0,5\Omega \text{ a } 100^{\circ}\text{C}$$

#### 7.3.7.2 - Diodo Boost

Da mesma forma que no caso anterior, os valores tomados como base são aqueles determinados via expressões matemáticas.

$$V_{\text{máx}} = 400\text{V} \quad I_{\text{pk}} = 12,9\text{A} \quad I_{\text{med}} = 4,21\text{A} \quad I_{\text{ef}} = 4,48\text{A}$$

O diodo escolhido é um diodo do tipo **FRED** (*Fast Recovery Epitaxial Diode*) para minimizar os picos de tensão oriundos da recuperação reversa. Assim, em função da disponibilidade, optou-se pelo diodo **APT60D60**. É um diodo para 600V e 60A com as seguintes características:

$$V_F = 1,5\text{V} \quad T_j = -55 \leftrightarrow 150^{\circ}\text{C} \quad C_{\text{DT}} = 40\text{pF} \quad R_{\theta\text{JC}} = 0,9 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

### 7.3.8 - Cálculo dos Dissipadores

Deverão ser utilizados dois dissipadores, um para os dois MOSFETs de potência e um para o diodo boost.

#### ■ Dissipador 1: 2 MOSFETs de potência

Admite-se uma temperatura máxima na junção dos componentes de  $T_j=100^\circ\text{C}$ , uma temperatura ambiente de  $T_a=40^\circ\text{C}$  e uma resistência térmica entre o componente e o dissipador  $R_{cd}=0,2^\circ\text{C/W}$ . Então, as potências dissipadas pelos componentes, considerando-se apenas as perdas em condução, serão:

$$P_{S_1} = R_{DS(on)} \cdot I_{S_{1ef}}^2 = 4,47\text{W} \quad P_{S_2} = R_{DS(on)} \cdot I_{S_{2ef}}^2 = 3,38\text{W}$$

Assim, através da Figura 7.10, pode-se determinar a resistência térmica necessária ao dissipador para manter a distribuição de temperatura estabelecida.

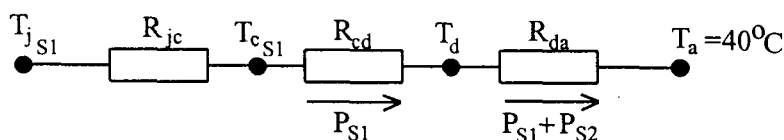


Fig. 7.10 - Distribuição de temperaturas no componente, dissipador e ambiente.

A equação da distribuição de temperatura no componente  $S_1$ , no dissipador e no ambiente será:

$$T_{j_{S1}} - T_a = P_{S1}(R_{jc} + R_{cd}) + (P_{S1} + P_{S2})R_{da}$$

Substituindo-se pelos valores, obtém-se:

$$R_{da} = \frac{60 + 4,47(0,2 + 0,4)}{4,47 + 3,38} = 7,3 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Como o MOSFET  $S_2$  apresenta potência de perdas menor que  $S_1$ , o valor de  $R_{da}$  será maior que o anterior, portanto, o dissipador deverá ter uma resistência térmica de pelo menos  $7,3^\circ\text{C/W}$ . Neste caso a temperatura no dissipador será:

$$T_d = T_j - (R_{jc} + R_{cd})P_{S1} = 97,3^\circ\text{C}$$

#### ■ Dissipador 2: 1 diodo

Da mesma forma que no caso anterior, admite-se uma temperatura máxima na junção do componente de  $T_j=100^\circ\text{C}$ , uma temperatura ambiente de  $T_a=40^\circ\text{C}$  e uma resistência térmica entre componente e dissipador de  $R_{cd}=0,2^\circ\text{C/W}$ . Então, a potência dissipada pelo componente, considerando apenas as perdas em condução, será:

$$P_{D_b} = V_F \cdot I_{\text{méd}} = 1,5 \cdot 4,21 = 6,32\text{W}$$

Assim, através da Figura 5.11, pode-se determinar a resistência térmica necessária ao dissipador para manter a distribuição de temperatura estabelecida.

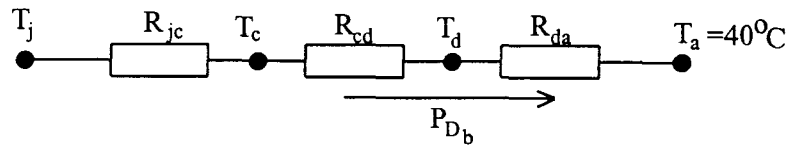


Fig. 7.11 - Distribuição de temperaturas no componente, dissipador e ambiente.

A equação da distribuição de temperatura no componente  $S_1$ , no dissipador e no ambiente é:

$$T_{js1} - T_a = P_{D_b} (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

Substituindo-se pelos valores, obtém-se:

$$R_{da} = \frac{100 - 40}{6,32} - 0,2 - 0,4 = 8,39 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Portanto, o dissipador deverá apresentar uma resistência térmica de  $R_{da}=8,39^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . A temperatura no dissipador será:

$$T_d = T_j - P_{D_b} (R_{jc} + R_{cd}) = 93^{\circ}\text{C}$$

### 7.3.9 - Filtro de Saída

O filtro de saída é formado por uma capacitância, porém, serão utilizados quatro capacitores, dois a dois em paralelo, com o objetivo de diminuir o volume, pois serão utilizados capacitores menores (tensões menores). Serão necessários, então, dois resistores para que a tensão seja igualmente dividida. A Figura 7.12 mostra o esquema a ser montado.

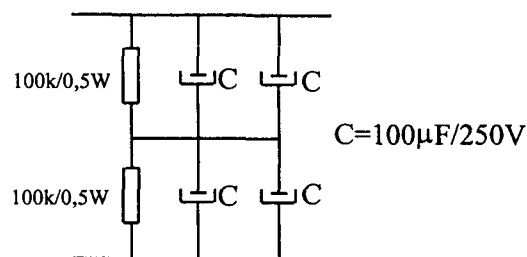


Fig. 7.12 - Esquema do filtro de saída.

### 7.3.10 - Capacitor Ressonante

Como a capacitância ressonante deverá ser igual a  $2,46\text{nF}$  e cada MOSFET apresenta uma capacitância de  $730\text{pF}$  que, associadas em paralelo, resulta em  $1,46\text{nF}$ ; o capacitor externo

necessário deverá apresentar uma capacitância de 1nF. Assim, adota-se um capacitor de prolipropileno de 1000pF e 1kV.

### 7.3.11 - Circuito Grampeador

Da mesma forma que para o diodo de roda livre ( $D_{fw}$ ) dos conversores Buck, torna-se necessária a utilização de um circuito grampeador para o diodo boost ( $D_b$ ) dos conversores Boost ZVS-PWM com Grampeamento Ativo. Esse circuito é mostrado na Figura 4.2 e foi dimensionado da mesma forma que para os conversores Buck.

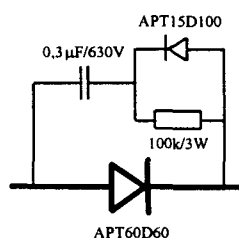


Fig. 7.13 - Circuito grampeador para o diodo  $D_b$ .

### 7.3.12 - Circuito de Comando

O circuito de comando deve fornecer aos terminais porta e dreno (*gate* e *drain*) dos MOSFETs sinais complementares que mantenham entre si um intervalo de tempo morto necessário para que ocorram as comutações não-dissipativas. Optou-se por utilizar o circuito integrado PWM 3524 como gerador do sinal de sincronismo, por ser de fácil utilização e por necessitar de um pequeno número de componentes discretos, tornando o circuito de comando mais simples. Para gerar os sinais de comando complementares com tempos mortos, a partir do sinal do circuito integrado 3524, foi utilizada uma lógica com circuitos integrados de tecnologia TTL.

O circuito lógico e as suas respectivas formas de onda são mostrados nas Figuras 7.14 e 7.15.

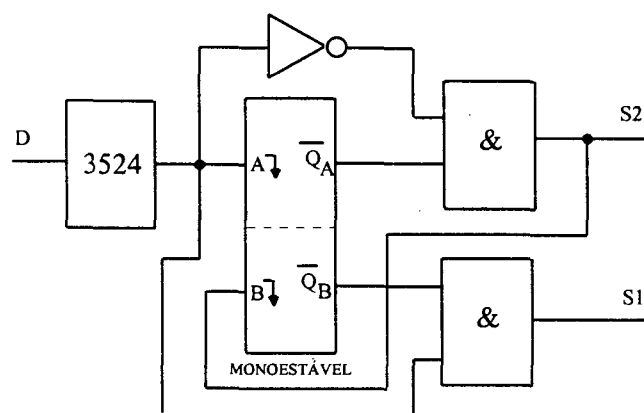


Fig. 7.14 - Circuito lógico para a geração dos sinais de comando.

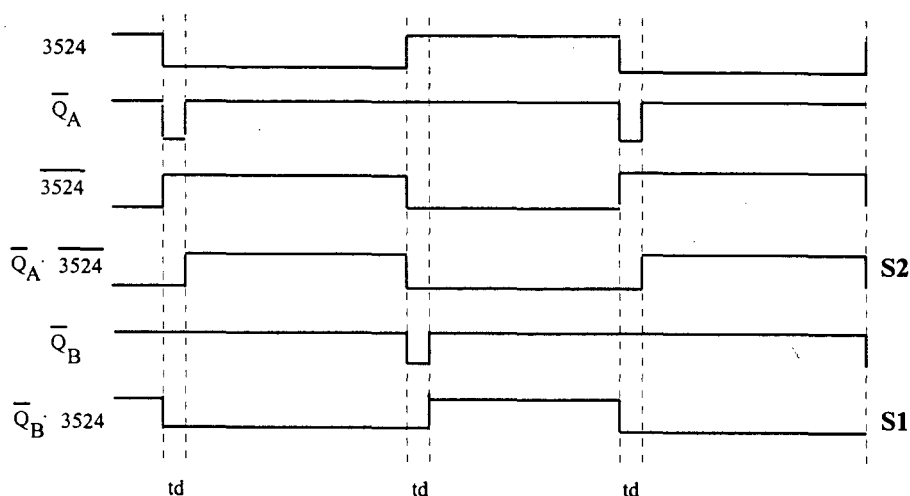


Fig. 7.15 - Formas de onda do circuito lógico.

O circuito lógico foi implementado utilizando-se circuitos integrados de tecnologia TTL em função dos tempos envolvidos ( $f_s=100\text{kHz}$ ). O circuito de ataque dos MOSFETs teve de ser isolado em função dos drenos dos MOSFETs não estarem no mesmo potencial. Essa isolamento foi implementada com transformadores de pulso. Como a razão cíclica de um dos MOSFETs sempre estaria acima de 0,5, foram utilizados dois capacitores para bloquear a corrente contínua e não permitir que os núcleos dos transformadores entrassem em saturação. Como esses capacitores estarão sempre carregados, suas capacitâncias deverão ser calculadas de forma que a frequência de ressonância do circuito formado por eles e pelas indutâncias de dispersão dos transformadores seja bem maior do que a frequência de comutação.

Na Figura 7.16 é mostrado o esquema elétrico das etapas de comando e de potência do conversor. Todos os componentes apresentam suas especificações no esquema, menos as





### ■ Circuito Grampeador

$$P_{Rc} = 1,8W$$

### ■ Indutores

$$P_{Lf} = P_{Cu} + P_{nucleo} = 0,05 \cdot 5,9^2 + \cong 0 = 1,74W$$

$$P_{Lr} = P_{Cu} + P_{nucleo} = 0,21 + 3,61 = 3,82W$$

### ■ Perdas Totais

$$P_T = 21,53W$$

### ■ Rendimento

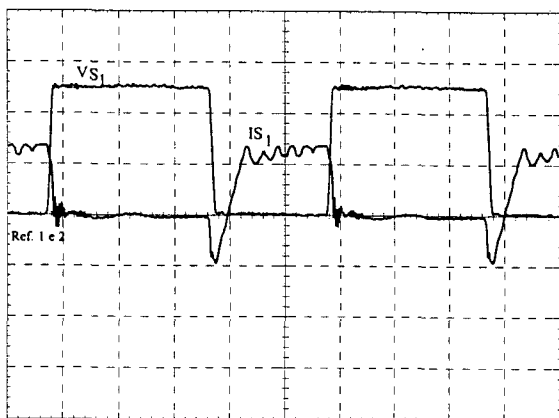
$$\eta = \frac{1600}{1600 + 21,53} \cdot 100\% = 98,67\%$$

O rendimento resultante é, portanto, bastante elevado, mas deve-se considerar que, em um protótipo real, esse valor deverá cair um pouco na medida em que outras perdas, aqui desconsideradas, irão existir.

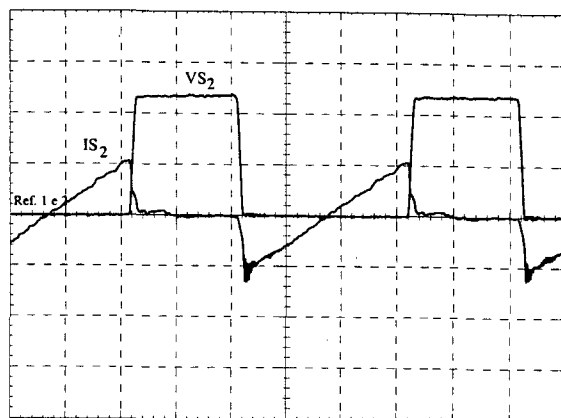
## 7.4 - Resultados Experimentais

Após a montagem do conversor, foram realizados vários ensaios com a finalidade de caracterizá-lo em regime de operação estática e de validar a metodologia de projeto desenvolvida.

Nas Figuras 7.17, 7.18 e 7.19 são mostradas as principais formas de onda para operação com carga nominal. Nas Figuras 7.17.a e b podem ser vistas as tensões e correntes nos interruptores comandáveis. Deve-se observar, no entanto, que, na Figura 7.17.a, a forma de onda da corrente é igual à soma das correntes no interruptor e no capacitor de comutação, portanto, o cruzamento entre tensão e corrente que aparece no bloqueio não ocorre no interruptor, caracterizando-se aí uma comutação do tipo ZVS, pois tanto a capacitância de comutação como a capacitância intrínseca do MOSFET absorvem instantaneamente a corrente do indutor ressonante. A entrada em condução dos MOSFETs ocorre também com tensão nula, como se pode verificar através das correntes negativas que aparecem nas formas de onda das correntes durante essas comutações.



a)

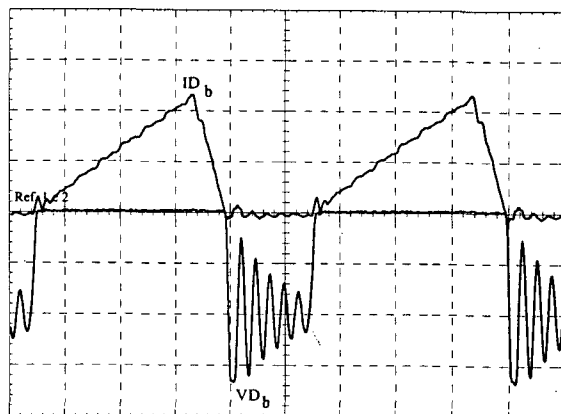


b)

Fig. 7.17 - a) Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes em  $C_r$  e  $S_1$ . Escalas: 200V/div, 5A/div e 2 $\mu$ seg/div; - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 200V/div, 5A/div e 2 $\mu$ seg/div.

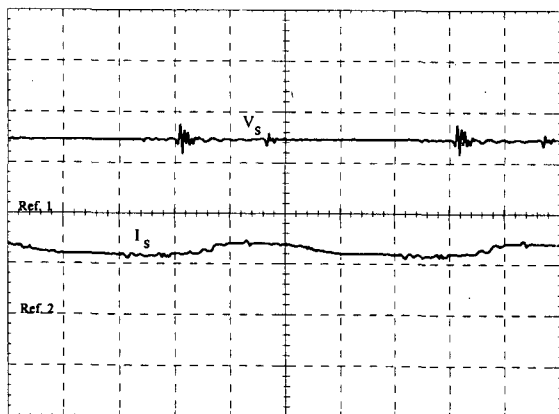


a)

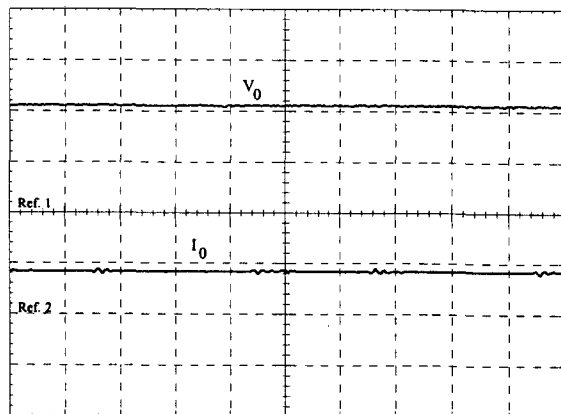


b)

Fig. 7.18 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ . Escalas: 200V/div, 5A/div e 2 $\mu$ seg/div; - b) tensão e corrente em  $D_b$ . Escalas: 200V/div, 5A/div e 2 $\mu$ seg/div.

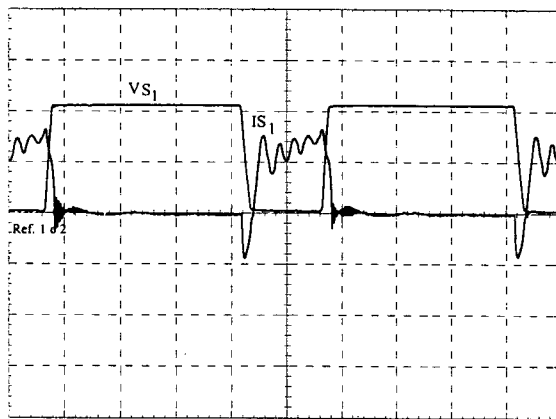


a)

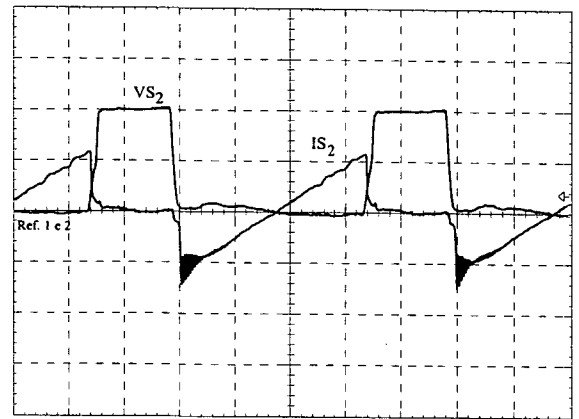


b)

Fig. 7.19 - a) Tensão e corrente de entrada. Escalas: 200V/div, 5A/div e 2 $\mu$ seg/div; - b) tensão e corrente na carga. Escalas: 200V/div, 5A/div e 2 $\mu$ seg/div.

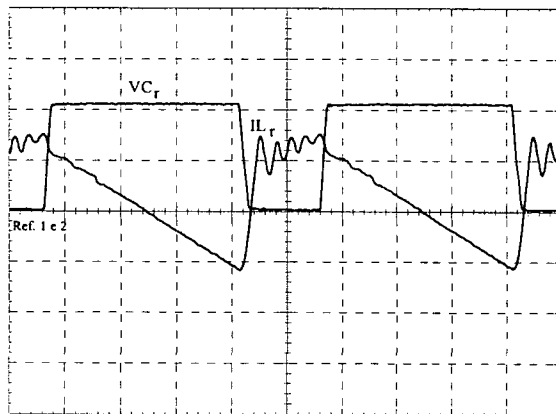


a)

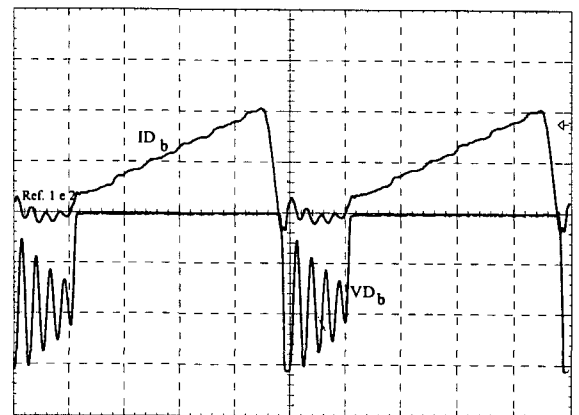


b)

Fig. 7.20 - a) Tensão sobre  $C_r$  e soma das correntes em  $C_r$  e  $S_1$ . Escalas: 200V/div, 2A/div e 2 $\mu$ seg/div; -  
b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 200V/div, 2A/div e 2 $\mu$ seg/div.

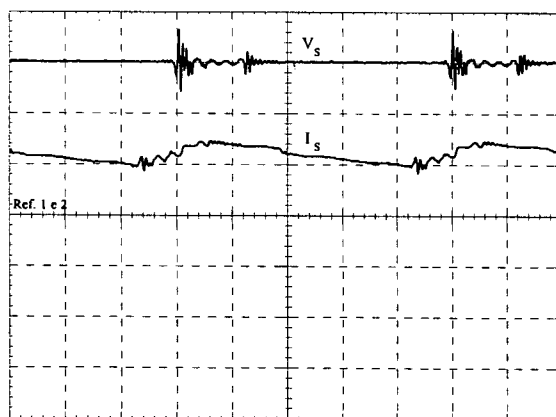


a)

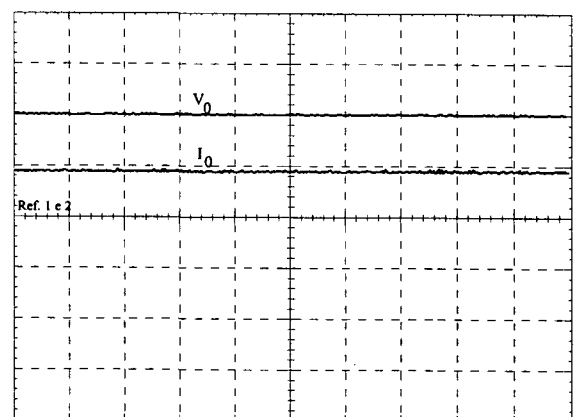


b)

Fig. 7.21 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ . Escalas: 200V/div, 2A/div e 2 $\mu$ seg/div;  
- b) tensão e corrente em  $D_b$ . Escalas: 200V/div, 2A/div e 2 $\mu$ seg/div.



a)



b)

Fig. 7.22 - a) Tensão e corrente de entrada. Escalas: 100V/div, 2A/div e 2 $\mu$ seg/div;  
- b) tensão e corrente na carga. Escalas: 200V/div, 2A/div e 2 $\mu$ seg/div.

Nas Figuras 7.20, 7.21 e 7.22 são mostradas as mesmas formas de onda das Figuras anteriores, porém, para uma carga igual a 48,5% da carga nominal. Neste ensaio a razão cíclica foi ajustada de forma a manter o ganho estático nominal, ou seja, a manter a tensão de saída nominal de 400V para uma tensão de entrada também nominal de 300V. Como se pode observar na Figura 7.20, a comutação nos dois interruptores ainda ocorre com tensão nula (ZVS), porém, no interruptor  $S_1$  a entrada em condução ZVS já está no limite.

Após o levantamento das formas de onda, foram realizados diversos ensaios com o objetivo de se determinar o comportamento do conversor frente a variações na carga, tanto mantendo-se as tensões de entrada e saída constantes, quanto permitindo que elas variassem. Os resultados são mostrados nos gráficos das Figuras 7.23 e 7.24.

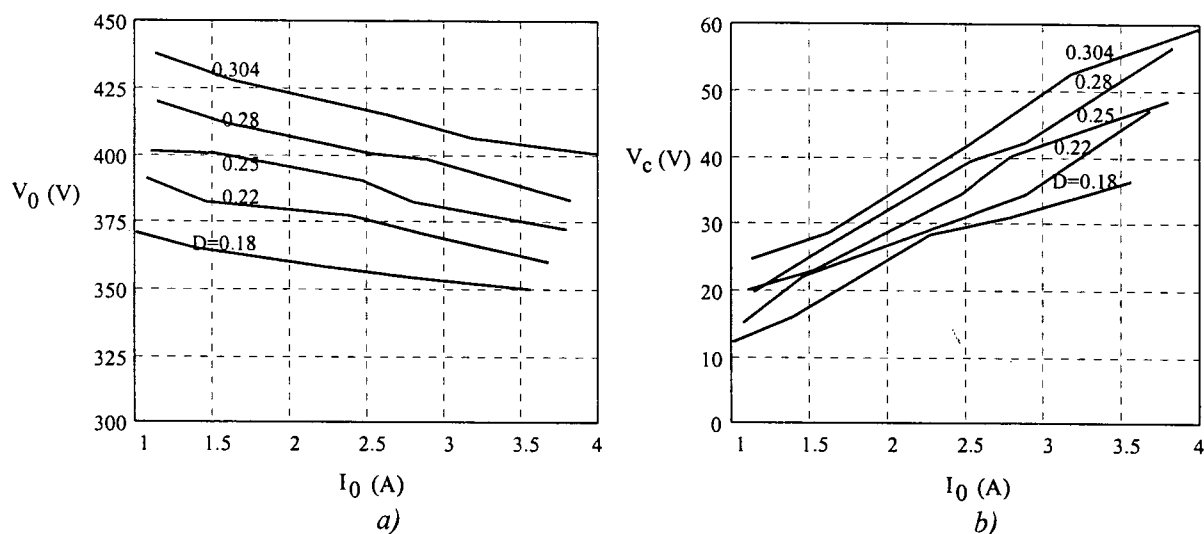


Fig. 7.23 - a) Tensões de saída para diferentes valores de carga e razão cíclica; - b) tensões no capacitor de grameamento para diferentes valores de carga e razão cíclica.

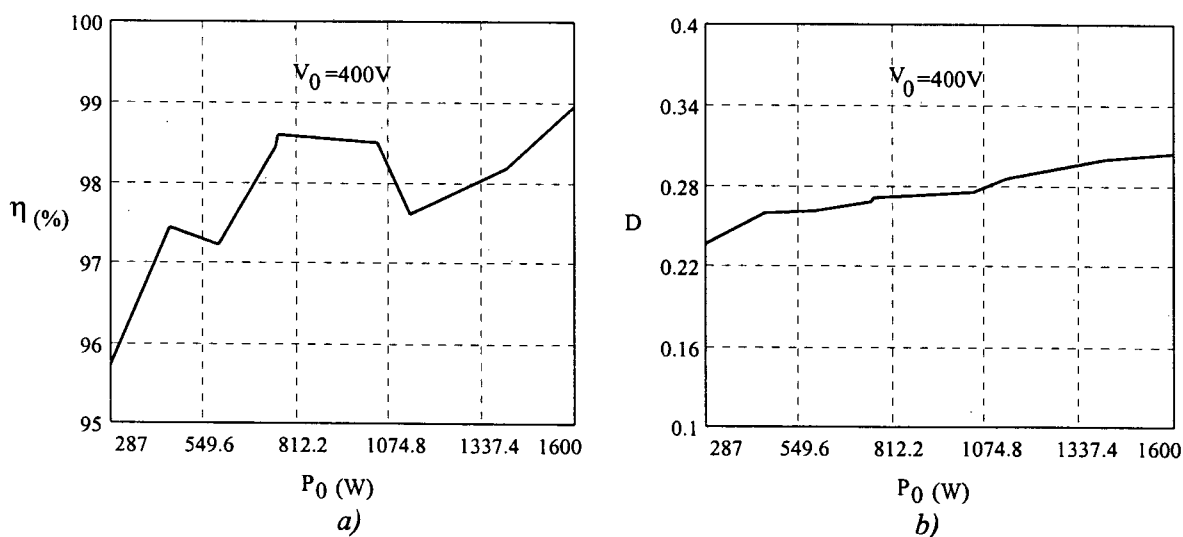
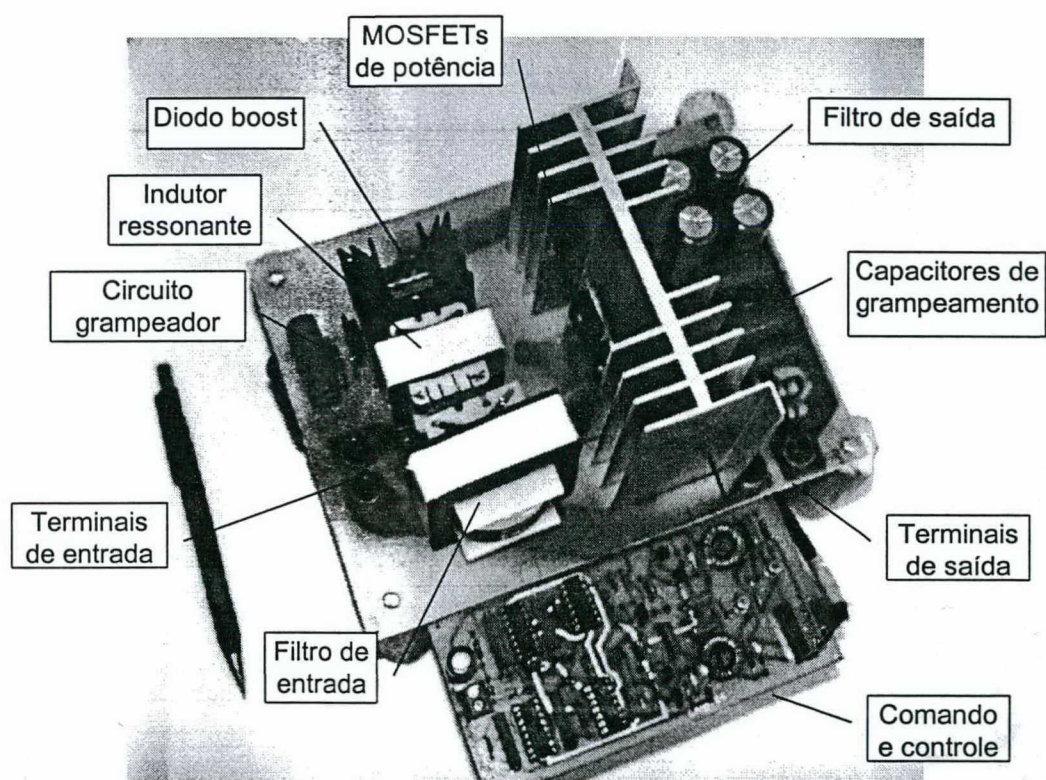


Fig. 7.24 - a) Curva de rendimento para tensões de entrada e saída constantes; - b) variação da razão cíclica para manter a tensão de saída constante com diversas cargas.

Como se pode observar, através da curva de rendimento, o conversor apresenta alta eficiência, acima de 95%, para uma ampla faixa de variação da carga. Esses valores de rendimento se devem ao fato de o conversor operar com comutação não-dissipativa e com baixas perdas em condução. A entrada em condução no interruptor  $S_1$  deixa de ser ZVS a partir de 48% da carga nominal, porém, a quantidade de energia perdida durante essa comutação ainda permanece muito pequena, fazendo com que o conversor opere com alto rendimento em uma ampla faixa de variação da carga.

Na Figura 7.25, pode ser vista uma fotografia do protótipo montado e testado no laboratório. Como se pode verificar, o volume é bastante reduzido para o processamento de uma potência de 1600W.



*Fig. 7.25 - Fotografia do protótipo do conversor Boost-buck-boost.*

## 7.5 - Conclusões

Foi projetado e montado um conversor Boost-buck-boost para uma potência de 1600W e tensões de 300VCC e 400VCC. O conversor foi testado para diferentes situações de carga (de 100% a 18% da carga nominal) e, em regime permanente, apresentou um rendimento acima de 95%. A plena carga, a tensão máxima nos interruptores de potência foi de 460V, ou seja, uma tensão 15% maior que a tensão nominal na carga.

A partir do estudo teórico e experimental desse conversor, pôde-se constatar que ele apresenta-se como uma ótima opção em aplicações nas quais a alta densidade de potência e o alto rendimento são fatores essenciais. Também foi possível observar-se que o conversor Boost-buck-boost pode ser aplicado como estágio de pré-processamento de potência em fontes de alimentação com o objetivo de correção de fator de potência e taxa de distorção harmônica, pois apresenta um ótimo rendimento em uma ampla faixa de variação da carga.

## **CAPÍTULO VIII**

### **ESTÁGIO RETIFICADOR COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BOOST-BUCK-BOOST: ANÁLISE, PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO**

#### **8.1 - Introdução**

Em uma rede de distribuição de energia elétrica, o fator de potência é definido como a razão entre a potência real (watts) e a potência aparente (volt-ampères). O valor ótimo para essa relação é a unidade, um valor que é obtido somente quando a corrente na rede é sinusoidal e em fase com a tensão da rede, considerando-se, naturalmente, que a tensão da rede seja sinusoidal. Isso significa que qualquer componente em quadratura com a fundamental e quaisquer componentes com frequências outras que não sejam a fundamental (harmônicos), não podem conduzir energia para a carga. Entretanto, esses componentes contribuem para as perdas totais de energia na rede e, em função de adicionarem a corrente efetivamente requerida pela carga, eles obrigam as concessionárias a superdimensionarem as redes de alimentação, o que aumenta os custos das instalações.

No passado, a principal causa do baixo fator de potência foi a diferença de fase entre tensão e corrente, resultante da característica indutiva dos motores elétricos que eram responsáveis por uma grande fatia da carga total atendida pelas companhias de fornecimento de energia elétrica. Neste caso, o fator de potência é igual ao co-seno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente - unitário quando o ângulo é zero. Essa diferença de fase pode ser corrigida pela simples adição da quantidade correta de capacitâncias em paralelo com a máquina, como tem sido feito por muitos anos.

Com o advento da indústria eletrônica durante as décadas pós-guerra e, mais recentemente, o enorme incremento do número de computadores e outros equipamentos



incorporando retificadores seguidos por capacitores de filtro, a natureza do problema foi alterada. A corrente exigida por esse circuito é tipicamente não-sinusoidal, como mostrado na Figura 8.1. A forma de onda distorcida da corrente é a soma de muitas componentes de diferentes frequências, sendo que a única aproveitada para conduzir energia utilizável pela carga é a componente fundamental. O fator de potência resultante pode ser tão baixo quanto 50% sob essas condições e, se a potência envolvida for maior que algumas centenas de watts, as considerações de custo, por si só, tornam imperativa a busca de melhorias nos equipamentos. Além disso, há ambientes - submarinos, por exemplo - onde a percentagem de harmônicos permitida na corrente da rede é extremamente baixa. Nesses sistemas, a utilização de uma forma avançada de correção de fator de potência é uma necessidade básica.

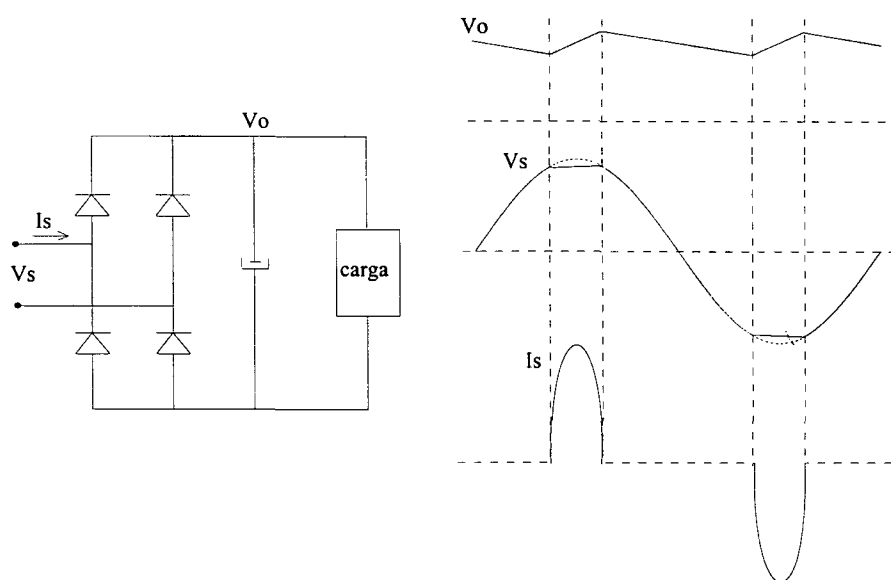


Fig. 8.1 - Formas de onda de tensões e corrente em um retificador convencional com filtro capacitivo.

Em uma simples fonte de energia, como aquela mostrada na Figura 8.1, a carga drena a corrente necessária do capacitor, ao passo que o retificador de onda completa alimenta o capacitor a cada meio ciclo de tensão da rede com breves pulsos de corrente que ocorrem em torno do valor máximo da tensão da rede. A tensão de saída é essencialmente constante, ao passo que a corrente de entrada é distorcida. Pode-se eliminar essa distorção com um conversor pré-regulador de alto fator de potência, que trabalha entre o retificador e o capacitor, obrigando a corrente de entrada a ter o mesmo formato da forma de onda da tensão de entrada. Esse mesmo conversor pode ainda ser utilizado para regular a tensão contínua de saída.

Teoricamente, todos os conversores básicos CC-CC podem ser utilizados como pré-reguladores de alto fator de potência, porém, a topologia que recebeu maior destaque para esse

tipo de aplicação foi a do conversor Boost, em função de apresentar uma série de vantagens em relação às outras topologias. É por essa razão que, dentre os conversores básicos com grampeamento ativo, foi escolhido um conversor Boost para ser testado como estágio pré-regulador de alto fator de potência.

O conversor Boost pode operar como estágio pré-regulador de alto fator de potência, tanto em condução contínua quanto descontínua, como no modo de condução crítica. Para potências de ordem elevada, o modo de condução contínua torna-se o mais adequado em função de manter os esforços de tensão e corrente nos semicondutores menores. Dentro desse modo de operação existem basicamente três tipos de técnicas, quais sejam: controle por histerese, por corrente de pico e por corrente média, sendo que este último é o que tem se mostrado como o mais adequado atualmente e, por isso, o mais amplamente utilizado. Para esse tipo de controle, atualmente existe um circuito integrado UC3854 (UNITRODE) que torna a aplicação dessa técnica bastante simples.

## **8.2 - Correção de Fator de Potência por Valores Médios de Corrente**

Na implementação dessa técnica duas malhas de realimentação estão envolvidas. A malha interna de controle da corrente, que deve ter uma largura de banda ampla o suficiente para seguir precisamente a forma de onda da tensão de entrada retificada, e a malha externa da tensão, que deve ser lenta o suficiente para regular a tensão média de saída e não interferir na forma de onda da corrente de entrada, alterando a correção do fator de potência.

### **8.2.1 - Características de um Conversor Boost de Alto Fator de Potência em Condução Contínua com Controle por Corrente Média**

O conversor Boost é alocado entre o retificador e o capacitor de armazenagem, conforme mostrado na Figura 8.2. Essa técnica é baseada no controle do interruptor S, de forma que haja uma imposição da corrente, através do indutor L, com um aspecto idêntico ao da tensão da rede retificada. Para que isso ocorra, o circuito de comando toma uma amostra da forma de onda da tensão de entrada retificada e multiplica pelo sinal de controle da malha externa de tensão, de forma a obter a corrente de referência para a malha de corrente. Dessa forma, a corrente no indutor L deverá assumir um aspecto idêntico ao da tensão de entrada retificada, variando de amplitude conforme o sinal de controle da malha de tensão. A resposta dinâmica do sistema pode ainda ser melhorada com uma ação do tipo Feedforward, conforme mostrado na

Figura 8.2. Essa ação faz com que o sistema reaja de forma antecipada a variações nos níveis da tensão de entrada.

Para realizar o controle descrito acima, foi desenvolvido um circuito integrado dedicado (UC3854) que incorpora todas as funções necessárias a esse tipo de controle [72].

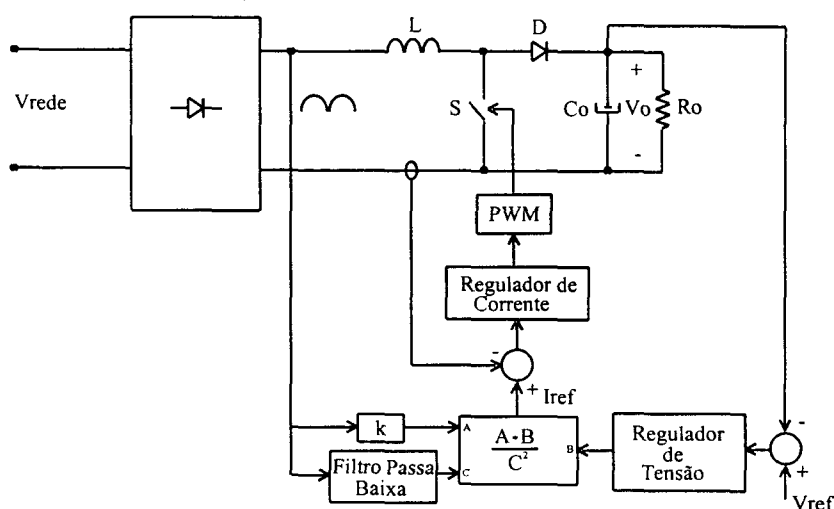


Fig. 8.2 - Diagrama simplificado de um conversor Boost de alto fator de potência em condução contínua com controle por corrente média.

Com a utilização dessa técnica, consegue-se na saída do conversor Boost uma tensão constante, regulada e independente das variações de carga ou do nível da tensão de alimentação e apresenta-se para a rede uma corrente sinusoidal, em fase com a tensão de alimentação, o que resulta em um fator de potência quase que unitário, com uma taxa de distorção harmônica na corrente de entrada muito baixa.

### 8.2.2 - Análise do Conversor Boost-buck-boost com Alto Fator de Potência em Condução Contínua com Controle por Corrente Média

Dentro do período de funcionamento, a operação do conversor boost, no modo CA-CC, é a mesma que no modo CC-CC, no entanto, deve-se observar que o conversor irá operar com uma tensão de entrada alternada senoidal e, portanto, deverá ajustar a razão cíclica de forma a manter a tensão de saída constante, com uma corrente de entrada de mesmo aspecto e em fase com a tensão da rede.

Partindo-se da expressão do ganho estático para o modo CC-CC, tem-se:

$$q = \frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{1 - [D - 2L_n]} \quad (8.1)$$

onde,

$$L_n = \frac{L_r I_s}{V_0 T_s} = \frac{L_r I_0}{V_s T_s} \quad (8.2)$$

No modo CA-CC, a tensão e a corrente de entrada no conversor boost apresentam formas de onda senoidais retificadas; portanto, tem-se:

$$V_s(\theta) = V_{spk} \text{sen}\theta \quad \text{e} \quad I_s(\theta) = I_{spk} \text{sen}\theta \quad (8.3)$$

onde,

$$\theta = \omega t \quad \text{e} \quad \omega = 2\pi 120 \quad (8.4)$$

Então,

$$L_n(\theta) = \frac{L_r I_{spk}}{V_0 T_s} \text{sen}\theta \quad \text{ou} \quad L_n(\theta) = L_{n1} \text{sen}\theta \quad (8.5)$$

onde,

$$L_{n1} = \frac{L_r I_{spk}}{V_0 T_s} \quad (8.6)$$

Portanto, tomando-se a equação do ganho estático para o modo CA-CC, tem-se:

$$\frac{V_0}{V_{spk} \text{sen}\theta} = \frac{1}{1 - [d(\theta) - 2L_n(\theta)]} \quad (8.7)$$

Definindo

$$q_1 = \frac{V_{spk}}{V_0} \quad (8.8)$$

tem-se:

$$d(\theta) = 1 + (2L_{n1} - q_1) \text{sen}\theta \quad (8.9)$$

A razão cíclica irá variar dentro do período ( $\pi$ ) de forma senoidal, atingindo o valor mínimo em  $\pi/2$  e o valor máximo em zero e  $\pi$ , ou seja, nos instantes em que a tensão de entrada passar por zero. Então,

$$\begin{cases} d_{\min} = 1 + (2L_{n1} - q_1) \\ d_{\max} = 1 \end{cases} \quad (8.10)$$

Na Figura 8.3 pode ser vista a variação da razão cíclica para meio período da tensão da rede, mantendo-se a relação entre as tensões de entrada e saída constante, para diferentes valores de  $L_{n1}$ . Como se pode verificar, quanto maior o valor de  $L_{n1}$ , menor será a variação de razão cíclica.

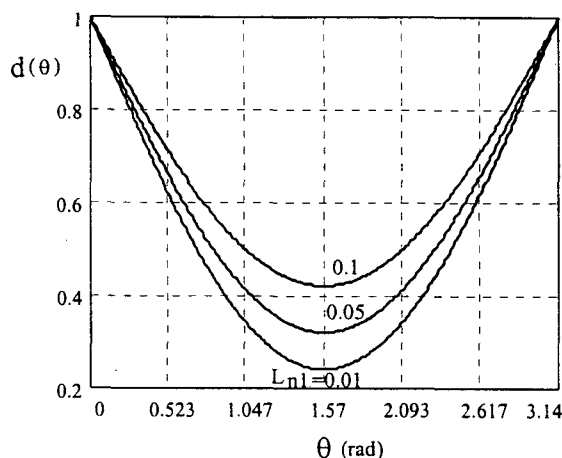


Fig. 8.3 - Variação da razão cíclica para meio período da tensão de entrada.

### 8.2.3 - Metodologia de Projeto

Neste item será desenvolvida uma seqüência de procedimentos que levam à determinação de todos os elementos que fazem parte do projeto do conversor.

#### 8.2.3.1 - Determinação dos Parâmetros Ressonantes ( $L_r$ e $C_r$ )

A determinação dos parâmetros ressonantes dá-se em função da largura da faixa de operação desejada com entrada em condução ZVS de  $S_1$ . Portanto, conhecendo-se os valores das tensões de entrada e de saída, determina-se:

$$q_1 = \frac{V_{spk}}{V_0} \quad (8.11)$$

A frequência de ressonância do circuito  $L_r$  e  $C_r$  deve ser, pelos menos, quatro vezes maior que a frequência de comutação, para que a ressonância se torne apenas uma perturbação dentro do período de operação, tornando os tempos de comutação os menores possíveis. Então, a partir de uma faixa de operação estipulada, determina-se:

$$\theta_1 = \frac{\pi - \delta_1}{2} \quad (8.12)$$

onde  $\theta_1$  representa o ângulo mínimo até o ponto em que a entrada em condução de  $S_1$  é totalmente ZVS e  $\delta_1$  representa a largura da faixa de operação em radianos. Da mesma forma que no caso CC-CC, para que haja energia suficiente disponível para a comutação totalmente ZVS em  $S_1$ , é necessário que:

$$\frac{L_r I_s^2}{2} \geq \frac{C_r (V_0 + V_c)^2}{2} \quad (8.13)$$

ou seja,

$$\frac{L_r I_{spk}^2 \sin^2 \theta}{2} \geq \frac{C_r}{2} \left( V_0 + \frac{2L_{nl}}{q_1 - 2L_{nl}} V_0 \right) \quad (8.14)$$

o que resulta em:

$$\sin \theta_1 \geq \frac{1}{2\pi f L_{nl}} \left[ 1 + \frac{2L_{nl}}{q_1 - 2L_{nl}} \right] \quad (8.15)$$

Resolvendo-se (8.15), obtém-se:

$$L_{nl} \geq \frac{q_1}{4} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\pi q_1 f \sin \theta_1}} \right] \quad (8.16)$$

Na Figura 8.4 são apresentadas duas curvas de  $L_{nl}$  mínimo ( $f=5,28$ ) para  $V_0=400V$  e  $V_s=220V/110V$  eficazes, em função da faixa de operação com entrada em condução ZVS em  $S_1$ .

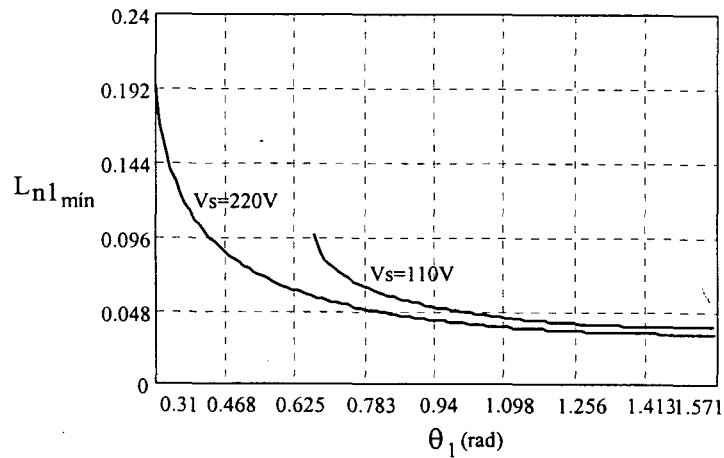


Fig. 8.4 - Indutância ressonante mínima normalizada em função de  $\theta_1$ .

Então, conhecendo-se a faixa de operação ( $\delta_1$ ) e  $\theta_1$ , bem como  $q_1$  e  $f$ , é possível determinar o valor de  $L_{nl}$  mínimo que mantenha entrada em condução ZVS em  $S_1$ . A partir daí, pode-se determinar o valor de  $L_r$ .

$$L_r = \frac{L_{nl} V_0 T_s}{I_{spk}} \quad (8.17)$$

A partir de  $L_r$ , pode-se determinar o valor da capacitância ressonante ( $C_r$ ). Então, tem-se:

$$f = \frac{f_0}{f_s} \Rightarrow C_r = \frac{1}{(2\pi f_s f)^2 L_r} \quad (8.18)$$

### 8.2.3.2 - Cálculo da Indutância Boost

A tensão no indutor boost, filtro de entrada, é dada por:

$$V_L = L_f \frac{di}{dt} \quad (8.19)$$

Para um período ( $\pi$ ), tem-se:

$$V_{\text{spk}} \text{sen}\theta = \frac{L_f \Delta I_s}{\Delta t} \quad (8.20)$$

e, como

$$\Delta t = DT_s \quad \Rightarrow \quad \Delta t(\theta) = T_s d(\theta) \quad (8.21)$$

então,

$$V_{\text{spk}} \text{sen}\theta = \frac{L_f \Delta I_s}{T_s d(\theta)} \quad (8.22)$$

por outro lado,

$$\Delta I_n(\theta) = \frac{L_f \Delta I_s}{V_{\text{spk}} T_s} = d(\theta) \text{sen}\theta \quad (8.23)$$

e

$$\Delta I_n(\theta) = [1 + (2L_{n1} - q_1) \text{sen}\theta] \text{sen}\theta \quad (8.24)$$

Então, a ondulação (ripple) da corrente de entrada irá variar, em um período ( $\pi$ ), na forma mostrada na Figura 8.5.

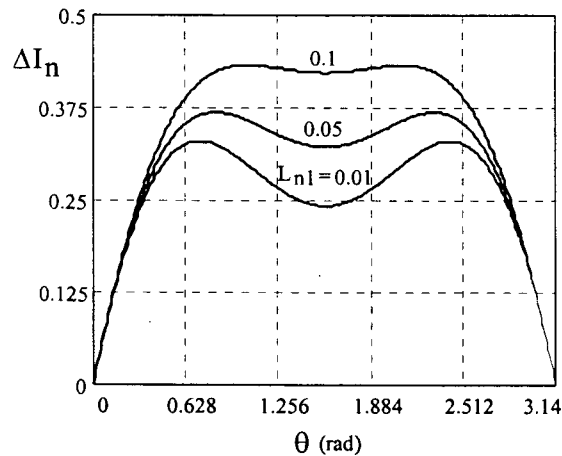


Fig. 8.5 - Variação da ondulação (ripple) da corrente de entrada, para diferentes valores de  $L_{n1}$ , para tensões  $V_s=220V$  eficazes e  $V_0=400V$ , em um período ( $\pi$ ).

Portanto, para diferentes valores de  $L_{n1}$ , tem-se diferentes valores máximos da ondulação na corrente de entrada. Então, a ondulação (ripple) máxima da corrente de entrada será máxima quando:

$$\frac{\partial \Delta I_n(\theta, L_{n1})}{\partial \theta} = 0 \quad (8.25)$$

logo,

$$\frac{\partial \Delta I_n(\theta, L_{n1})}{\partial \theta} = \cos \theta + 2(2L_{n1} - q_1) \sin \theta \cos \theta = 0 \quad (8.26)$$

então,

$$\sin \theta = \frac{-1}{2(2L_{n1} - q_1)} \Rightarrow \theta = \sin^{-1} \left[ \frac{-1}{2(2L_{n1} - q_1)} \right] \quad (8.27)$$

Substituindo a equação (8.27) na equação (8.24), obtém-se:

$$\Delta I_{n \max} = \frac{1}{4(q_1 - 2L_{n1})} \quad (8.28)$$

Na Figura 8.6 pode ser vista a curva de variação da ondulação máxima da corrente de entrada em função de  $L_{n1}$ , para as tensões  $V_s=220V$  eficazes e  $V_0=400V$ .

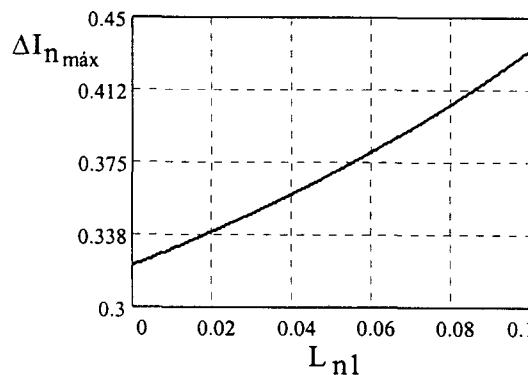


Fig. 8.6 - Ondulação máxima da corrente de entrada em função de  $L_{n1}$ .

Então, como  $\Delta I_{s \max}$  deverá ser aproximadamente 20% da corrente de pico, tem-se:

$$L_f = \frac{\Delta I_{n \max} V_{spk}}{\Delta I_{s \max} f_s} \quad (8.29)$$

e, portanto,

$$L_f = \frac{V_{spk}}{4(q_1 - 2L_{n1}) \Delta I_{s \max} f_s} \quad (8.30)$$

### 8.2.3.3 - Cálculo da Capacitância de Saída

A capacitância de saída ( $C_0$ ) é definida em função da ondulação admitida de 120Hz.

Então, tem-se:

$$C_0 = \frac{P_0}{2\pi 120 V_0 \Delta V_0} \quad (8.31)$$

A fim de se evitar problemas de controle, é indicada uma ondulação inferior a 5% da tensão de saída.



### 8.2.3.4 - Cálculo da Capacitância de Grampeamento

A capacitância  $C_c$  é calculada de forma a manter uma tensão  $V_c$  com baixa ondulação. Portanto, mantendo-se a mesma regra aplicada ao caso CC-CC e, considerando-se que em uma aplicação CA-CC o comportamento dinâmico deverá ser mais crítico, procura-se tomar um valor de capacitância de grampeamento menor. Assim, tem-se:

$$T_c = 2\pi\sqrt{L_r C_c} \quad (8.32)$$

O máximo intervalo de bloqueio de  $S_1$  ocorre quando a razão cíclica é mínima. Então:

$$\frac{T_c}{2}(1-d_{\min})T_s \quad (8.33)$$

que resulta em:

$$C_c > \frac{2(q_1 - 2L_{nl})^2}{\pi^2 L_r f_s^2} \quad (8.34)$$

Assim, a partir da expressão para o cálculo da tensão média para o modo CC-CC, é possível determinar-se a tensão de grampeamento para o modo CA-CC. Portanto, obtém-se:

$$\frac{V_c}{V_0} = \frac{2L_{nl}}{(q_1 - 2L_{nl})} \quad (8.35)$$

### 8.2.3.5 - Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores

Nos interruptores comandáveis é importante que se conheça apenas os valores de corrente eficaz e tensão máxima, pois a tecnologia utilizada será MOSFET de potência. Já no diodo boost, a corrente média e a tensão máxima reversa é que apresentam interesse. Portanto, somente esses valores serão determinados.

□ **Interruptor  $S_1$ :** o valor eficaz da corrente em  $S_1$ , no modo CC-CC, é dado pela seguinte expressão:

$$I_{S1ef} = I_s \sqrt{D - \frac{4}{3}L_n} \quad (8.36)$$

No modo CA-CC, as grandezas  $D$ ,  $L_n$  e  $I_s$  variam de forma sinusoidal, portanto, a expressão da corrente no interruptor será:

$$i_{S1}(\theta) = I_s(\theta) \sqrt{d(\theta) - \frac{4}{3}L_n(\theta)} \quad (8.37)$$

e, então,

$$i_{S1}(\theta) = I_{spk} \sin\theta \sqrt{1 + (2L_{nl} - q_1) \sin\theta - \frac{4}{3}L_{nl} \sin\theta} \quad (8.38)$$

Tomando-se o valor eficaz dessa corrente, tem-se:

$$I_{S1_{ef}} = I_{spk} \sqrt{\int_0^\pi \left[ 1 + (2L_{n1} - q_1) \sin\theta - \frac{4}{3} L_{n1} \sin\theta \right] \frac{\sin^2\theta}{\pi} d\theta} \quad (8.39)$$

Resolvendo-se (8.39), obtém-se:

$$I_{S1_{ef}} = I_{spk} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{4}{3\pi} \left( \frac{2L_{n1}}{3} - q_1 \right)} \quad (8.40)$$

o valor máximo da corrente no interruptor  $S_1$  é:

$$I_{S1_{max}} = I_{spk} \quad (8.41)$$

e o valor máximo da tensão será:

$$V_{S1_{max}} = V_0 + V_c = \left[ 1 + \frac{2L_{n1}}{(q_1 - 2L_{n1})} \right] V_0 \quad (8.42)$$

□ **Interruptor  $S_2$ :** o valor eficaz da corrente através de  $S_2$ , no modo CC-CC, é dado pela seguinte expressão:

$$I_{S2_{ef}} = I_s \sqrt{\frac{(1-D)}{3}} \quad (8.43)$$

e para o caso CA-CC, tem-se:

$$I_{S2}(\theta) = i_s(\theta) \sqrt{\frac{1-d(\theta)}{3}} \quad (8.44)$$

então,

$$I_{S2}(\theta) = I_{spk} \sin\theta \sqrt{\frac{(q_1 - 2L_{n1})}{3}} \sin\theta \quad (8.45)$$

e o valor eficaz no período de rede ( $\pi$ ) será:

$$I_{S2_{ef}} = I_{spk} \sqrt{\int_0^\pi \frac{(q_1 - 2L_{n1})}{3\pi} \sin^3\theta d\theta} \quad (8.46)$$

Resolvendo-se (8.46), obtém-se:

$$I_{S2_{ef}} = \frac{2I_{spk}}{3} \sqrt{\frac{(q_1 - 2L_{n1})}{\pi}} \quad (8.47)$$

e a corrente máxima será:

$$I_{S2_{max}} = I_{spk} \quad (8.48)$$

e a tensão máxima:

$$V_{S2_{\max}} = \left[ 1 + \frac{2L_{n1}}{(q_1 - 2L_{n1})} \right] V_0 \quad (8.49)$$

□ **Diodo boost  $D_b$ :** a corrente média através do diodo boost é calculada em função da potência e da tensão de saída. Então, tem-se:

$$I_{D_{bmed}} = \frac{P_0}{V_0} \quad (8.50)$$

e a tensão máxima será:

$$V_{D_{bmax}} = V_0^* \quad (8.51)$$

(\*) Na realidade, o diodo boost deverá suportar uma tensão reversa maior, pois a ação da recuperação reversa, juntamente com a indutância ressonante, resulta em picos (spikes) de tensão que deverão ser grampeados. Portanto, o diodo deverá ser dimensionado, em termos de tensão máxima, em função da tensão de grampeamento escolhida.

□ **Gráficos dos Esforços de Tensão e Corrente nos Interruptores:** a partir das equações (8.40), (8.42), (8.49) e (8.47), pode-se determinar as curvas da variação das correntes eficazes e das tensões máximas nesses interruptores em função de  $L_{n1}$ , para duas relações entre a tensão eficaz de entrada e a tensão de saída. Esses gráficos são mostrados nas Figuras 8.7, 8.8 e 8.9.

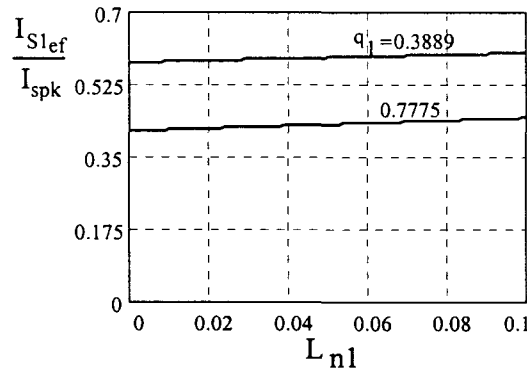


Fig. 8.7 - Corrente eficaz no interruptor  $S_1$  em função de  $L_{n1}$ .

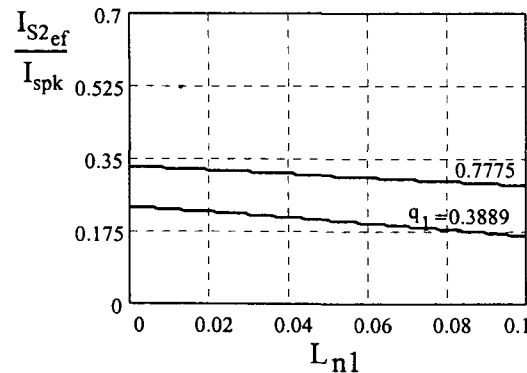


Fig. 8.8 - Corrente eficaz no interruptor  $S_2$  em função de  $L_{n1}$ .

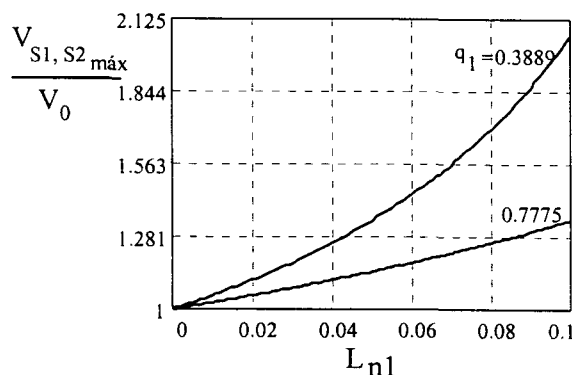


Fig. 8.9 - Tensão de grampeamento nos interruptores comandáveis em função de  $L_{n1}$ .

Os gráficos mostrados nas Figuras 8.7, 8.8 e 8.9 foram traçados para uma tensão de saída de 400V e para tensões eficazes de entrada de 220V ( $q_1=0,7775$ ) e 110V ( $q_1=0,3889$ ). Como se pode verificar, para uma rede de 110V eficazes, as correntes no interruptor principal serão maiores, ao passo que no interruptor auxiliar serão menores, quando comparadas com aquelas resultantes de uma rede de 220V (para  $V_0$  constante). Já a tensão de grampeamento aumenta com a carga e com tensões de alimentação mais baixas.

#### 8.2.3.6 - Seleção dos Componentes Externos ao CI3854

De acordo com o fabricante (UNITRODE Co.) [72], esse circuito integrado deverá operar com a configuração mostrada na Figura 8.10. E, também, conforme esse mesmo manual, o cálculo dos elementos externos são realizados seguindo-se o roteiro apresentado a seguir.

■ Os resistores  $R1=R2$ ,  $R16$  e  $RSH$  definem a corrente máxima de entrada (valor de pico). O valor de  $RSH$  é tomado de forma a minimizar as perdas sobre ele próprio, ou seja, quanto menor a resistência melhor.

$$I_{spk_{max}} = \frac{1,875 \cdot R1}{R16 \cdot RSH} \Rightarrow R1 = R2 = \frac{R16 \cdot RSH \cdot I_{spk_{max}}}{1,875} \quad (8.52)$$

O valor de  $R16$  é arbitrado como  $R16=15k\Omega$ .

■ O resistor  $R16$ , juntamente com o capacitor  $C5$ , definem a frequência de comutação  $f_s$ . Então, tem-se:

$$f_s = \frac{1,25}{R16 \cdot C5} \Rightarrow C5 = \frac{1,25}{R16 \cdot f_s} \quad (8.53)$$

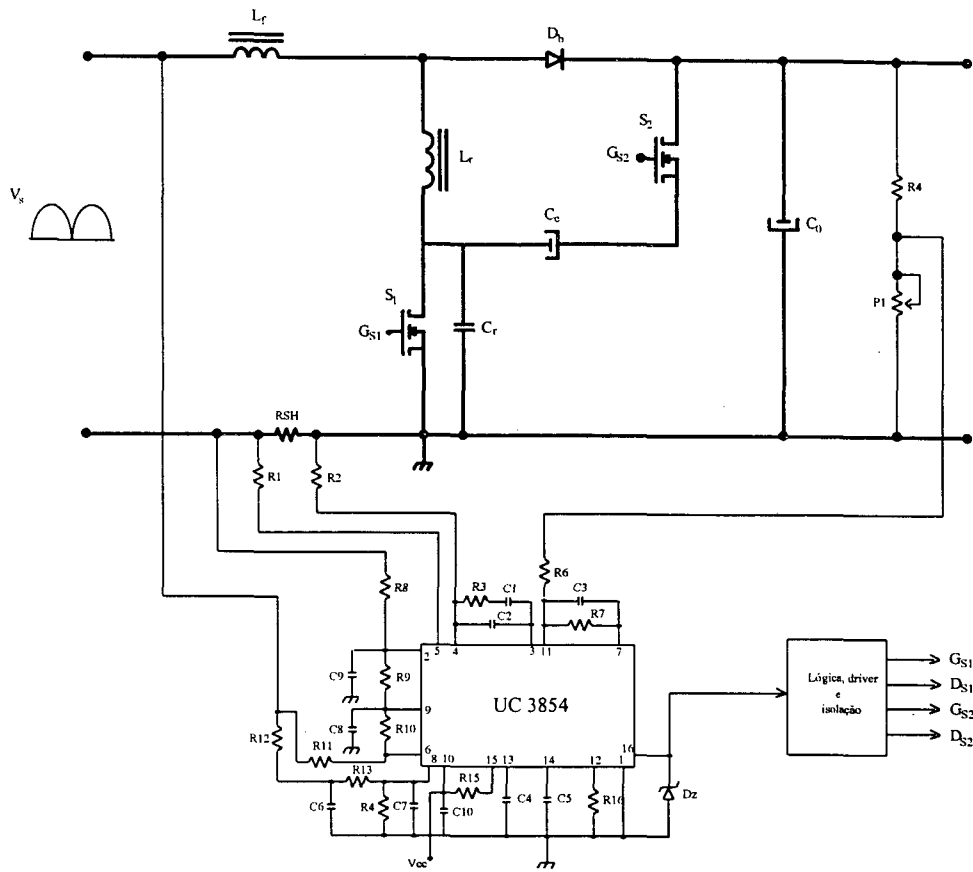


Fig. 8.10 - Configuração do CI3854 sugerida pelo fabricante.

■ Como compensador da malha de corrente, é utilizada uma rede RC, estabelecendo dois pólos e um zero. O circuito elétrico e o diagrama de Bode de módulo são mostrados na Figura 8.11.

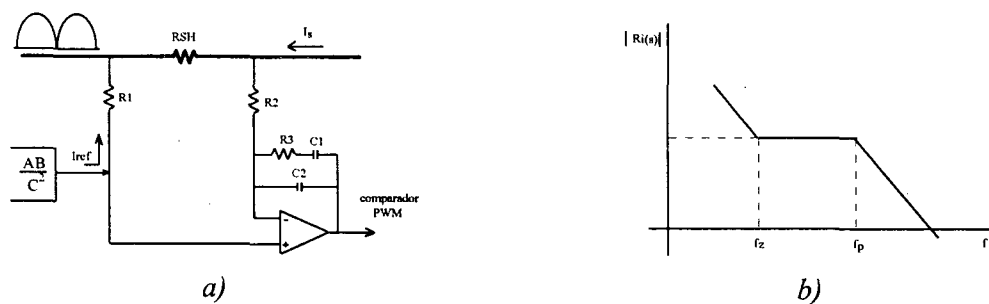


Fig. 8.11 - a) Circuito compensador de corrente; - b) diagrama de Bode de módulo do controlador.

O projeto desse regulador é realizado de acordo com os seguintes critérios:

- o ganho de faixa plana, entre o zero e o pólo, deve ser 18dB;
- a frequência do zero deve ser alocada em alguns kHz, sendo o suficiente para reproduzir com boa fidelidade a corrente senoidal retificada (120Hz);

-um dos pólos está na origem e o outro deve ser alocado em uma frequência dez vezes maior que a frequência do zero, que, por sua vez, deve garantir uma frequência de cruzamento bem abaixo da frequência de comutação.

A função de transferência do regulador será:

$$R_i(s) = \frac{-(R3 \cdot C1 + 1)}{R2 \cdot (C1 + C2) \cdot s \cdot \left( \frac{R3 \cdot C1 \cdot C2}{C1 \cdot C2} s + 1 \right)} \quad (8.54)$$

onde,

$$20 \log\left(\frac{R3}{R2}\right) = 18\text{dB} \quad (8.55)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C1} \quad (8.56)$$

$$f_p = 10 \cdot f_z = \frac{C1 + C2}{2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C1 \cdot C2} \quad (8.57)$$

Um bom valor para a frequência do zero é  $f_z = 3\text{kHz}$ , o que permite calcular os outros componentes do compensador. Então, tem-se:

$$R3 = R2 \cdot 10^{\frac{18}{20}} = 7,943 \cdot R2 \quad (8.58)$$

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R3} \quad (8.59)$$

$$C2 = \frac{C1}{2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C1 \cdot f_p - 1} \quad (8.60)$$

■ A compensação de tensão é realizada por um filtro passa-baixa. Esse filtro deve apresentar uma frequência de corte muito baixa, a fim de evitar a ondulação de 120Hz na saída. Na Figura 8.12 é apresentado o circuito desse controlador, juntamente com um gráfico de Bode do módulo de sua função de transferência.

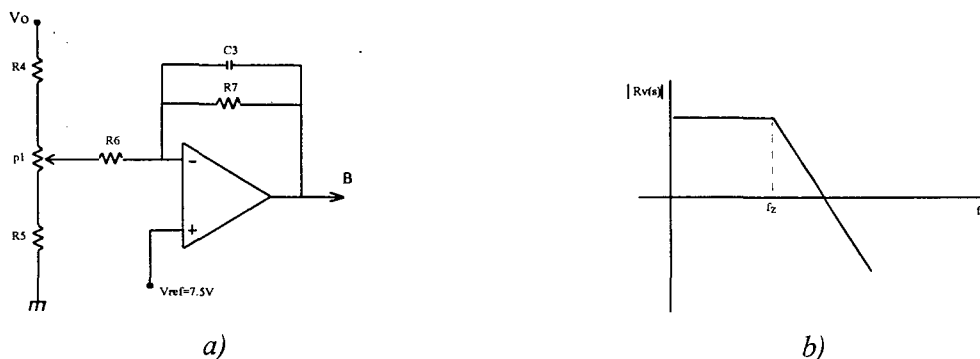


Fig. 8.12 - a) Circuito compensador de tensão; - b) diagrama de Bode de módulo do controlador.

onde,

$$R_v(s) = \frac{-R7}{R6(R7 \cdot C3 \cdot s + 1)} = \frac{-1}{R6 \cdot C3} \cdot \frac{1}{\left(s + \frac{1}{R7 \cdot C3}\right)} \quad (8.61)$$

e,

$$\tau_i = R6 \cdot C3 \quad (8.62)$$

A grandeza  $\tau_i$  representa a constante de tempo do integrador. Como o controlador de tensão é um integrador, portanto, um controlador integral, o erro de regime será nulo e o valor dos resistores R4, p1 e R5 deverão ser escolhidos de forma a ajustar o valor da tensão de saída, já que a referência é fixada internamente ao CI3854 (7,5V). Portanto, os valores desses resistores serão calculados considerando-se o valor da tensão que se deseja regular, de forma que o erro seja nulo. Os parâmetros do controlador são calculados da seguinte forma:

$$\tau_i = R6 \cdot C3 = \frac{10 \cdot V_{\text{ripple}} \cdot V_{\text{ref}}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0} \quad (8.63)$$

arbitra-se o valor de  $C3=100\text{nF}$  e determina-se o valor de R6.

A frequência de corte ( $f_c$ ) é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{P_0 \cdot V_{\text{ref}}}{V_0^2 - V_a \cdot C_0 \cdot R6 \cdot C3}} \quad (8.64)$$

onde  $V_a=4\text{V}$  é a variação de tensão na saída do compensador de tensão.

$$R7 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C3} \quad (8.65)$$

■ A proteção de sobrecorrente é realizada através dos resistores R8 e R9. Eles formam um divisor resistivo entre a tensão gerada pelo “*shunt*” (imagem da corrente de entrada) e a tensão de referência. O resultado é comparado de forma que, quando houver excesso na corrente de entrada, o sinal de comando seja desabilitado. Então, como:

$$\frac{V_{\text{ref}}}{R9} = \frac{I_{\text{prot.}} \cdot RSH}{R8} \quad (8.66)$$

Tomando-se  $R9=10\text{k}\Omega$ , obtém-se R8 da seguinte forma:

$$R8 = \frac{I_{\text{prot.}} \cdot RSH \cdot R9}{V_{\text{ref}}} \quad (8.67)$$

■ Os capacitores C8 e C9 são escolhidos de forma a desacoplar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção.

$$C8 = 1\mu F \quad C9 = 470pF \quad (8.68)$$

■ No terminal de sincronismo é mantido internamente um valor CC de 6V. O resistor de sincronismo é definido para uma corrente máxima de  $400\mu A$ .

$$R11 = \frac{V_{spk} + 6}{400 \cdot 10^{-6}} \quad (8.69)$$

É recomendado um resistor entre os terminais de sincronismo e a tensão de referência (R10) com resistência em torno de 25% do valor da resistência de sincronismo. Assim, tem-se:

$$R10 = 0,25 \cdot R11 \quad (8.70)$$

■ O capacitor de partida progressiva (*soft-start*) C4 determina o intervalo de tempo em que a tensão de referência, partindo do zero, atinge o seu valor nominal. Vale lembrar que essa função não permite a partida direta do conversor, pois seria necessário que o capacitor  $C_o$  estivesse pré-carregado com a tensão de pico da rede. Neste caso, é definida a capacitância máxima para que o sistema venha operar em condições normais após a partida realizada ou por um retificador controlado, ou por outro meio qualquer. Então, tem-se:

$$C4 = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot t_{partida}}{V_{ref}} \quad (8.71)$$

Assim, para  $t_{partida}=1s$  e  $V_{ref}=7,5V$ , tem-se  $C4=1\mu F$ .

■ Os componentes R12, R13, R14, C6 e C7 formam um filtro atenuador com dois pólos em 12Hz que informará ao CI3854 um valor CC proporcional ao valor da tensão eficaz da rede. Seus valores são fornecidos pelo fabricante para uma variação da tensão de entrada de 75V eficazes a 275V eficazes.

$R12=1M\Omega$ ,  $R13=8,2k\Omega$ ,  $R14=22k\Omega$ ,  $C6=100nF$  e  $C7=470nF$

■ O resistor R15 conectado entre  $V_{cc}$  e o terminal de enable (habilitação) mantém o CI3854 sempre habilitado. Então,  $R15=18k\Omega$ .

### 8.3 - Exemplo de Projeto

Nesta seção será apresentado o exemplo de projeto de um estágio retificador de alto fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica empregando um conversor Boost-buck-boost, com controle por valores médios de corrente. Na continuação seguir-se-á o roteiro de projeto apresentado nas unidades anteriores.



### 8.3.1 - Especificações

O estágio retificador deverá ser ligado diretamente à rede de 220V eficazes com uma variação de mais ou menos 15%. A potência entregue à carga deverá ser de 1600W com uma tensão CC de  $V_0=400V$  e com uma eficiência de, pelo menos, 95%. A frequência de comutação deverá ser igual a 100kHz porque, além de minimizar o volume dos componentes reativos, apresenta-se como um nível seguro para a operação nessa potência. Como o conversor Boost utilizado será um Boost-buck-boost, é importante definir-se a faixa de operação com comutação ZVS integral no interruptor principal. Essa faixa é especificada em 50% do período da rede.

### 8.3.2 - Determinação dos Elementos Ressonantes

Os elementos ressonantes são determinados conforme seção 8.2.3.1. Assim, tem-se:

$$\Rightarrow q_1 = \frac{V_{spk}}{V_0} = \frac{311}{400} = 0,7775$$

$$\Rightarrow \text{toma-se: } f = \frac{f_0}{f_s} = 8$$

$$\Rightarrow \theta_1 = \frac{\pi - \delta}{2} = \frac{\pi - 0,5\pi}{4} = \frac{\pi}{4} \text{ rad } (45^\circ)$$

$$\Rightarrow L_{n1} \geq \frac{q_1}{4} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\pi \cdot q_1 \cdot f \cdot \sin\theta_1}} \right] = 0,031$$

$$\Rightarrow L_r = \frac{L_{n1} \cdot V_0 \cdot T_s}{I_{spk}} = \frac{0,031 \cdot 400 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{10,83} = 11,5\mu H$$

$$\Rightarrow C_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_s \cdot f)^2 \cdot L_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 8)^2 \cdot 11,5 \cdot 10^{-6}} = 3,5nF$$

onde,

$$I_{spk} = \sqrt{2} \frac{P_0}{\eta V_{sef}} = \sqrt{2} \cdot \frac{1600}{0,95 \cdot 220} = 10,83A$$

Obs.: a razão cíclica mínima será:

$$d_{min} = 1 + (2 \cdot L_{n1} - q_1) = 0,28$$

### 8.3.3 - Cálculo da Indutância Boost ( $L_r$ )

Conforme seção 8.2.3.2, a indutância boost é calculada da seguinte forma:

$$L_f = \frac{V_{spk}}{4 \cdot (q_1 - 2 \cdot L_{nl}) \cdot \Delta I_{s \max} \cdot f_s} = \frac{311}{4 \cdot (0,7775 - 2 \cdot 0,031) \cdot 2,17 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} \cong 500 \mu H$$

onde,

$$\Delta I_{s \max} = 0,2 \cdot I_{spk \max} = 0,2 \cdot 10,83 = 2,17 A$$

### 8.3.4 - Cálculo da Capacitância de Saída ( $C_0$ )

A capacitância de saída é calculada da seguinte forma:

$$C_0 = \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} = \frac{1600}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 400 \cdot 20} \cong 265 \mu F$$

onde,

$$\Delta V_0 = 0,05 \cdot V_0 = 0,05 \cdot 400 = 20 V$$

### 8.3.5 - Cálculo da Capacitância de Grampeamento ( $C_c$ )

Conforme a metodologia apresentada na seção 8.2.3.4, obtém-se a capacitância de grampeamento:

$$C_c = \frac{2 \cdot (q_1 - 2 \cdot L_{nl})^2}{\pi^2 \cdot L_r \cdot f_s^2} = \frac{2 \cdot (0,7775 - 2 \cdot 0,031)^2}{\pi^2 \cdot 11,5 \cdot 10^{-6} \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 902 nF \cong 1 \mu F$$

$$V_c = \frac{2 \cdot L_{nl}}{q_1 - 2 \cdot L_{nl}} V_0 = \frac{2 \cdot 0,031}{0,7775 - 2 \cdot 0,031} \cdot 400 = 34,67 V$$

### 8.3.6 - Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores de Potência

O cálculo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores de potência é realizado para uma tensão de entrada de 220V eficazes, ou seja, para operação em condições nominais. Deve-se observar, no entanto, que, quando forem selecionados os componentes, os esforços de corrente para 220V+15% serão um pouco diferentes.

#### ■ Interruptor $S_1$

$$\Rightarrow I_{ef} = I_{spk} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{4}{3\pi} \left( \frac{2 \cdot L_{nl}}{3} - q_1 \right)} = 10,83 \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{4}{3\pi} \left( \frac{2 \cdot 0,031}{3} - 0,7775 \right)} = 4,58 A$$

$$\Rightarrow I_{\max} = I_{spk} = 10,83 A$$

$$\Rightarrow V_{\max} = V_0 + V_c = 434,67 V$$

### ■ Interruptor $S_2$

$$\Rightarrow I_{ef} = I_{spk} \cdot \frac{2}{3} \cdot \sqrt{\frac{q_1 - 2 \cdot L_{nl}}{\pi}} = 10,83 \cdot \frac{2}{3} \cdot \sqrt{\frac{0,7775 - 2 \cdot 0,031}{\pi}} = 3,45A$$

$$\Rightarrow I_{max} = I_{spk} = 10,83A$$

$$\Rightarrow V_{max} = V_0 + V_c = 434,67V$$

### ■ Diodo boost $D_b$

$$\Rightarrow I_{med} = \frac{P_0}{V_0} = \frac{1600}{400} = 4A$$

$$\Rightarrow V_{max} = 400V$$

### 8.3.7 - Circuito de Grampeamento para $D_b$

- Adota-se  $V_{cp}=600V$
- Fator de correção: para  $\mu=0,5$ , tem-se:

$$FC = \frac{(1+\mu)^2 - (1-\mu)}{\mu} = 3,5$$

- Energia no grampeador:

$$E_{cp} = \frac{1}{2} \cdot C_{D_b} \cdot V_0^2 \cdot 3,5 = \frac{1}{2} \cdot 130 \cdot 10^{-9} \cdot 400^2 \cdot 3,5 = 36\mu J \quad P = E_{cp} \cdot f_s = 3,6W$$

- Resistência  $R_{cp}$ :

$$R_{cp} = \frac{V_{cp}^2}{P_{cp}} = \frac{600^2}{3,6} = 100k\Omega \rightarrow P = 3,6W$$

- Capacitância  $C_{cp}$ :

$$C_{cp} = \frac{3000}{R_{cp} \cdot f_s} = 300nF$$

- Diodo  $D_{cp}$ :

$$I(\alpha) = V_0 \frac{\sqrt{1-\mu^2}}{\sqrt{L_r / C_{D_b}}} = 1,16A \quad \Delta T = \frac{L_r \cdot I(\alpha)}{V_{cp} - V_0} = 67nseg$$

$$\text{onde, } C_{D_b}=130pF \text{ e } I_{medio} = \frac{I(\alpha) \cdot \Delta T}{2 \cdot T_s} = 3,9mA \quad V_{max} = 600V$$

### 8.3.8 - Elementos Externos ao CI3854

- Toma-se  $R_{SH}=100m\Omega$  e  $R_{16}=15k\Omega$ . Então, tem-se:

$$R1 = R2 = \frac{R16 \cdot RSH \cdot I_{spk \max}}{1,875} = \frac{15 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3} \cdot 12,74}{1,875} \cong 10k\Omega$$

onde,

$$I_{spk \max} = \sqrt{2} \cdot \frac{1600}{0,95 \cdot 0,85 \cdot 220} = 12,74A$$

- Frequência de comutação:

$$C5 = \frac{1,25}{R16 \cdot f_s} = \frac{1,25}{15 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 833pF$$

- Compensador da malha de corrente:

$$R3 = 7,943 \cdot R2 = 7,943 \cdot 10 \cdot 10^3 \cong 79,43k\Omega$$

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 79,43 \cdot 10^3} = 670pF$$

$$C2 = \frac{C1}{2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C1 \cdot f_p - 1} = \frac{670 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot \pi \cdot 79,43 \cdot 10^3 \cdot 670 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 3 \cdot 10^{-3} - 1} = 70pF$$

- Compensador da malha de tensão:

$$R6 \cdot C3 = \frac{10 \cdot V_{ripple} \cdot V_{ref}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_0} = \frac{10 \cdot 20 \cdot 7,5}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 400} = 4,97mseg \quad C3 = 100nF \quad R6 = 50k\Omega$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{\frac{P_0 \cdot V_{ref}}{V_0^2 \cdot V_a \cdot C_0 \cdot R6 \cdot C3}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{\frac{1600 \cdot 7,5}{400^2 \cdot 4 \cdot 265 \cdot 10^{-6} \cdot 4,97 \cdot 10^{-3}}}} = 18,99Hz$$

$$R7 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18,99 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 84k\Omega$$

- Proteção de sobrecorrente:  $I_{prot} = 20A$

Para  $R9 = 10k\Omega$ , tem-se:

$$R8 = \frac{I_{prot} \cdot RSH \cdot R9}{V_{ref}} = \frac{20 \cdot 100 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3}{7,5} = 2,5k\Omega$$

- Capacitores de desacoplamento:  $C8 = 1\mu F$  e  $C9 = 470pF$

- Resistor de sincronismo:

$$R11 = \frac{V_{spk} + 6}{400 \cdot 10^{-6}} = \frac{311 + 6}{400 \cdot 10^{-6}} = 790k\Omega$$

então,

$$R10 = 0,25 \cdot R4 = 197k\Omega$$

- Soft-start: tomando-se  $t_{partida} = 1s$ , tem-se:

$$C4 = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot 1}{7,5} = 1\mu\text{F}$$

- Filtro atenuador: dados fornecidos pelo fabricante do CI3854.

$$R12=1\text{M}\Omega; R13=8,2\text{k}\Omega; R14=22\text{k}\Omega; C6=100\text{nF}; C7=470\text{nF}.$$

- Habilitação do CI:  $R15=18\text{k}\Omega$ .
- Resistores R4, R5 e P1: como o CI3854 apresenta uma referência interna de tensão de 7,5V e o controlador é do tipo integral, o erro em regime permanente será mantido em zero e, portanto, deve-se calcular esses resistores de forma a manter um erro nulo (tensão igual a 7,5V) sobre o divisor de tensão e a terra quando a tensão de saída for aquela desejada. Então, tomando-se  $R4=560\text{k}\Omega$ , tem-se:

$$P1 = \frac{7,5}{V_0 - 7,5} \cdot R4 = \frac{7,5}{400 - 7,5} \cdot 560 \cdot 10^3 = 10,7\text{k}\Omega$$

## 8.4 - Simulações

Com os dados calculados na seção anterior, foram realizadas simulações utilizando-se o programa PSPICE, com o objetivo de se verificar a aplicabilidade da metodologia de projeto desenvolvida. Como a frequência de comutação é elevada, se comparada com a frequência da rede, a malha externa de tensão não foi simulada; caso contrário, os tempos de simulação se tornariam muito grandes. Portanto, o conversor foi simulado apenas com a malha de controle da corrente e, com a referência considerada constante e imposta por uma fonte de corrente senoidal externa.

No quadro da página 195 é mostrado o conteúdo do arquivo de entrada de dados para a simulação (descrição do circuito) e na Figura 8.13 mostra-se o diagrama de circuito descrito por este arquivo.

Em função da grande diferença entre a frequência da rede (60Hz) e a frequência de comutação (100kHz) e, da necessidade do passo de cálculo de simulação ser suficientemente pequeno para que detalhes dentro de um período de funcionamento pudessem ser simulados com razoável precisão, os tempos de simulação e, conseqüentemente, os problemas de convergência inviabilizaram a simulação à frequência da rede. No entanto, foram obtidos resultados muito bons, conforme poderá ser observado a seguir, considerando-se a frequência da rede como sendo igual a 600Hz.

## Circuito Boost(buck-boost) com alto FP

\*Lm=2000uH - Ld=1uH - K=0,9995 - Cd=10uF

## \*Estágio de potência

Vin 1 2 sin (0 311 600 0 0 0)

d1 1 3 MUR850

d2 2 3 MUR850

d3 7 1 MUR850

d4 7 2 MUR850

Lf 3 4 500uH

Lr 4 5 11.5uH

Cc 5 41 2uF IC=30V

Cr 5 0 1.5nF

C0 40 0 265uF IC=400V

M1 5 60 0 0 IRFP460

M2 40 81 41 41 IRFP460

Db 4 40 MUR850

R0 40 0 100

Rsh 0 7 .1

## \*Circuito grampeador para Db

Ccp 42 4 300nF IC=600V

Rcp 42 40 100k

Dcp 40 42 MUR180

## \*Referência de corrente

Iref 10 11 sin (0 108.3u 600 0 0 0)

dr1 0 11 MUR180

dr2 0 10 MUR180

dr3 11 9 MUR180

dr4 10 9 MUR180

## \*Controle

R1 7 9 10k

R2 0 8 10k

x1 9 8 20 30 12 lf411

c1 13 12 670pF

c2 8 12 70pF

r3 8 13 80k

dzls 12a 12 D1N744

Vls 12a 0 .7

## \*Comparador PWM

r4 12 14 1k

r5 16 15 1k

r6 20 6 1k

x2 14.15 20 30 6 0 lm311

vds 16 0 pulse (0 3.7 0 9.98u 10n 10n 10u)

## \*Alimentação dos CIs

va1 20 0 15V

va2 30 0 -15V

## \*Geração dos sinais complementares com tempo morto

r10 20 50 300

c10 50 0 370pF

S12 50 0 6 0 chave

EB 61 0 TABLE {V(50)-14} (0,0) (0.3,15) (100,15)

r11 20 53 300

c11 55 0 739pF

S13 53 55 6 0 chave

S14 55 0 57 0 chave

r12 20 57 100

S15 57 0 6 0 chave

EA 60 0 TABLE {V(55)-14} (0,0) (0.3,15) (100,15)

R16 60 0 310

DZb 0 60 D1N759 ;12V

## \*Circuito de isolamento para a chave S2

Rd1 20 71 300

Cd1 72 73 10000nF IC=10V

Sd1 20 72 61 0 chave

Sd2 72 0 71 0 chave

Sd3 71 0 61 0 chave

L11 73 0 2000uH

L12 74 41 2000uH

Ktrafo L11 L12 0.9995 ; Ld=1uH

Cd3 74 81 10000nF IC=-10V

Dza 41 81 D1N759 ;12V

Rd4 81 41 310

.model chavep vswitch (Ron=.01 Roff=1e6 Von=2 Voff=0.1)

.model chave vswitch (Ron=.01 Roff=1e6 Von=2 Voff=0.1)

.model diodo d (tt=1e-12 cjo=1p)

.model D1n744 d(IS=0.05u RS=1 BV=2.5 IBV=0.05u)

.LIB

.TRAN 4.000u 3.333333ms 0.0ms 1.000u uic ; ipsp\*

.FOR 600Hz I(Vin)

.OPTIONS itl5 = 0 abstol = 30.000u chgtol = 100.000p

+ reltol = 0.001 vntol = 20.000u ; \*ipsp\*

.PROBE

.END

*Conteúdo do arquivo de entrada de dados para o programa PSPICE.*

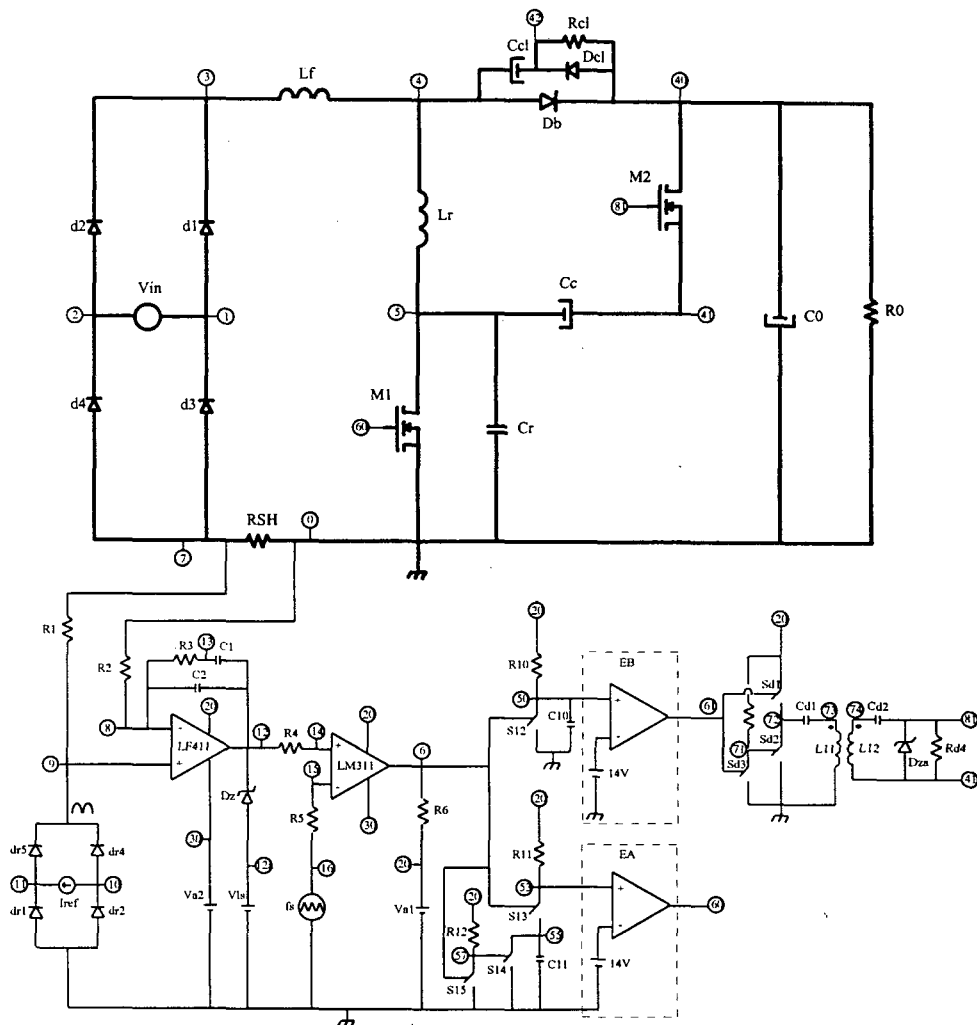


Fig. 8.13 - Diagrama esquemático do circuito simulado no PSPICE.

Com relação ao circuito de controle, é importante que sejam observados três pontos: o cálculo do valor máximo da corrente de referência, o desenvolvimento da lógica de tempo morto e o circuito de isolamento do comando para o interruptor  $S_2$ .

■ Corrente de referência: o controlador de corrente apresenta-se como um integrador, portanto, o erro de regime da malha de corrente será nulo; desse modo, o equilíbrio será atingido quando a tensão de entrada  $V_i$  for igual a zero. Assim, para que o sistema entre em regime na situação de carga nominal, é necessário que:

$$V_i = R1 \cdot I_{ref} - RSH \cdot I_{sef} = 0$$

então,

$$I_{ref} = \frac{Rsh}{R1} \cdot I_{sef} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} \cdot 7,66 = 76,6 \mu A$$

Portanto, a fonte de corrente de referência deverá ser uma fonte senoidal com valor eficaz igual a 76,6  $\mu A$ .

■ Os sinais de comando para os interruptores do estágio de potência devem ser complementares e apresentar um determinado intervalo de tempo morto. Esses sinais são obtidos da seguinte forma: através do circuito formado por R10, S12 e C10 gera-se um sinal com a mesma frequência que V(6), porém, com um pequeno atraso, que é função da constante de tempo do circuito RC formado por R10 e C10. Tal sinal é comparado com um valor constante de 14V através de um comparador, simulado por uma fonte de tensão controlada por tensão EA, o que resulta em uma forma de onda quadrada defasada na subida do sinal. Na descida, ocorre também uma pequena defasagem mas, como é muito pequena, pode ser desprezada. Assim, obtém-se o sinal de comando para o interruptor S<sub>1</sub>. Os valores de R10 e C10 são calculados da seguinte forma:

como,

$$V_c(t) = V_s \cdot \left(1 - e^{-t/R10 \cdot C10}\right) \quad \tau = R10 \cdot C10$$

e

$$\tau = \frac{1}{\ln\left(\frac{1}{1 - V_c / V_s}\right)}$$

para  $t=300\text{ns}$  e  $V_c=14\text{V}$ , resulta em  $\tau=110,78\text{ns}$ ,  $R10=300\Omega$  e  $C10=370\text{pF}$ .

Esse processo é repetido com o inverso da tensão V(6), o que resulta no sinal de comando complementar e com intervalos de tempo morto para comandar o interruptor S<sub>2</sub>. Essas formas de onda são mostradas na Figura 8.14.

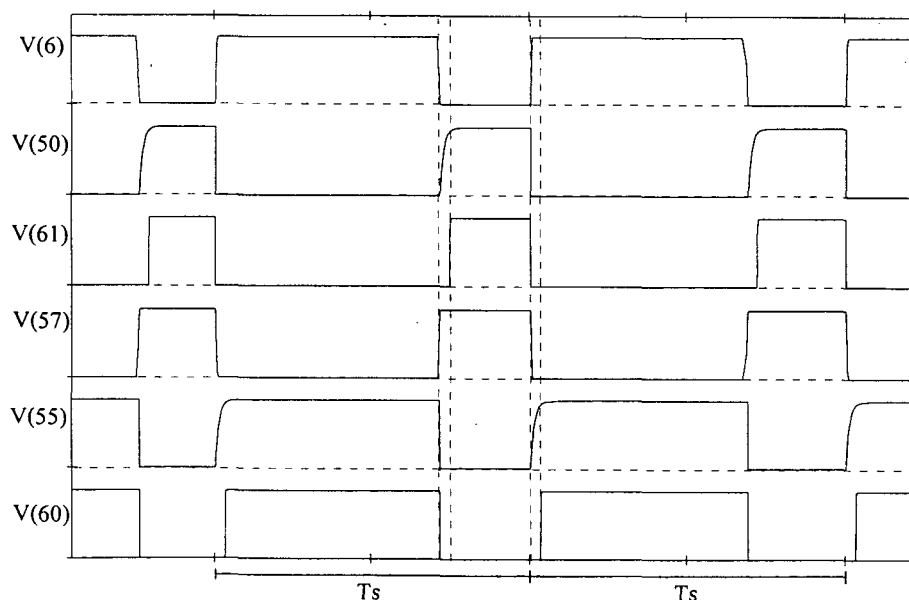


Fig. 8.14 - Formas de onda da lógica de tempo morto.



### ■ Circuito de Isolação para o Comando de $S_2$

Como o circuito de comando de  $S_2$  deve ser isolado e a razão cíclica varia de zero a um, para que se utilize uma isolação através de transformador de pulso é necessário que haja um sistema de desmagnetização desse transformador capaz de suportar essa variação de razão cíclica. O circuito mostrado na Figura 8.13, através dos capacitores C12 e C13 e do transformador TR1, provê isolação com possibilidade de operação em uma ampla faixa de variação da razão cíclica. Como a corrente média nos capacitores deve ser nula, para que a operação seja estável, não haverá nenhum risco de saturação do transformador, já que a energia armazenada na indutância de magnetização será totalmente devolvida aos capacitores a cada período de funcionamento. Duas considerações são importantes para que esse circuito apresente a operação desejada: a frequência de ressonância do circuito formado pela capacitância e a indutância de magnetização deve ser muito maior que a frequência de comutação, para que não ocorram oscilações indesejáveis; a indutância de dispersão do transformador deve ser minimizada ao máximo, para que o tempo morto possa ser mantido.

### ■ Resultados da Simulação

Nas Figuras de 8.15 a 8.21 mostram-se algumas formas de onda, para simulação com carga nominal, do estágio retificador com alto fator de potência. Como se pode verificar, através da Figura 8.15.a, o aspecto da forma de onda da corrente de entrada é sinusoidal e em fase com a tensão de entrada, resultando em um alto fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica. Com um pequeno filtro capacitivo, é possível filtrar as componentes de alta frequência da corrente de entrada.

*TABELA 8.I - Análise harmônica da corrente de entrada obtida por simulação.*

HARMÔNICA (N)	MÓDULO (A)	MÓDULO (%)	FASE (°)
1	10,9700	100	2,22
2	0,0157	0,14	-163,8
3	0,2852	2,60	-128,1
4	0,0170	0,16	17,90
5	0,2018	1,84	-134,6
6	0,0134	0,12	-87,7
7	0,1743	1,59	-144,4
8	0,0139	0,12	-147,4
9	0,1411	1,29	-160

Na Tab. 8.I é mostrado o resultado da análise harmônica da corrente de entrada que resultou em uma taxa de distorção harmônica (TDH) de:

$$(TDH) = 3,796\%$$

e um fator de potência de:

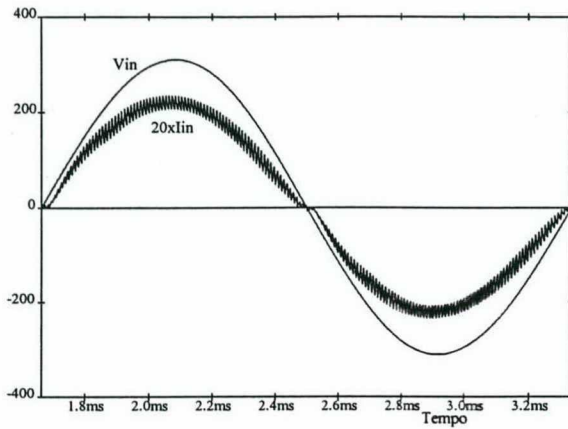
$$(FP) = \frac{\cos(2,22^{\circ})}{\sqrt{1 + (0,03796)^2}} = 0,9985$$

Na Figura 8.16.a e b observam-se as formas de onda das tensões sobre os interruptores. Como se pode verificar, as tensões sobre os interruptores comandáveis são grampeadas em um determinado valor, um pouco acima da tensão de saída, ao passo que a tensão sobre o diodo  $D_b$  é grampeada, neste caso, por um pequeno circuito grampeador dissipativo.

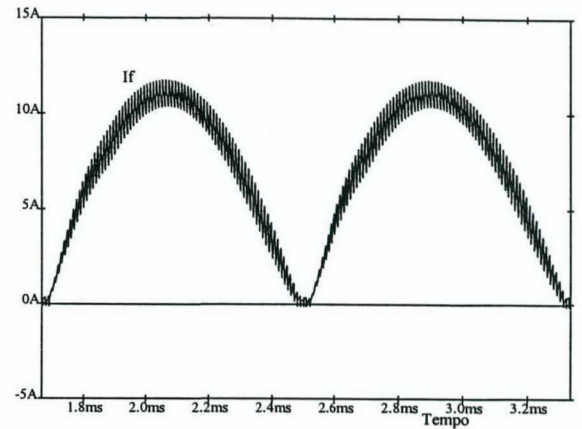
Nas Figuras 8.17 e 8.18 podem ser vistas as formas de onda das tensões e correntes nos interruptores para um período de chaveamento. Como se pode verificar, ambos os interruptores comandáveis comutam, tanto no bloqueio quanto na entrada em condução, com tensão nula (comutação ZVS) no ponto observado.

Nas Figuras 8.19.a e 8.19.b evidenciam-se as formas de onda das correntes nos interruptores comandáveis para um período de rede. Através delas é possível visualizar a faixa de operação com comutação ZVS integral nesses interruptores, ou seja, onde não aparecem picos (spikes) de corrente na entrada em condução, essa comutação ocorre com tensão nula; caso contrário, essa comutação se dá de forma dissipativa. No projeto, foi especificada uma faixa de operação com comutação ZVS integral em  $S_1$  de 50%, ou seja, durante um intervalo de tempo de 50% do período a entrada em condução de  $S_1$  deveria ser ZVS. Através da simulação verificou-se que durante 51.8% do período de rede, foi obtida a entrada em condução de  $S_1$  de forma ZVS.

O circuito de comando isolado para o interruptor  $S_2$  mereceu uma atenção especial, na medida em que sua operação adequada está fortemente vinculada ao projeto do transformador de pulso e, em especial, à sua indutância de dispersão. Esse componente parasita deve ser minimizado para que se tenha uma garantia real de tempo morto entre os comandos dos interruptores; caso contrário, a chance de ocorrer um curto-circuito de braço aumenta muito. Na Figura 8.21, onde se pode visualizar os sinais de comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , pode-se constatar que, com a indutância de dispersão de  $1\mu\text{H}$ , que já é difícil ser obtida para transformadores com núcleo toroidal, ainda corre-se o risco de se ter um curto-circuito de braço, na medida em que ocorrem repiques de tensão dentro do intervalo de tempo morto, para algumas regiões do período da rede, que são causados pela indutância de dispersão ainda muito alta.

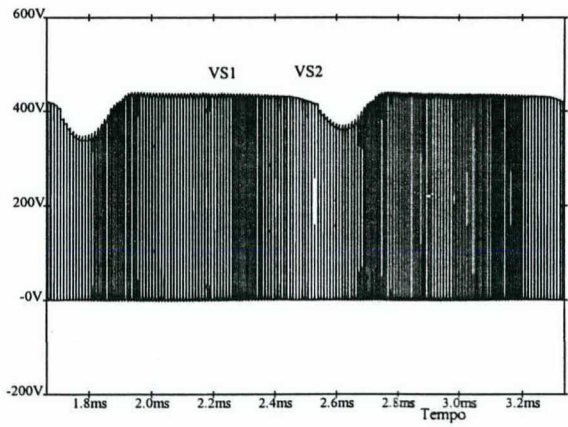


a)

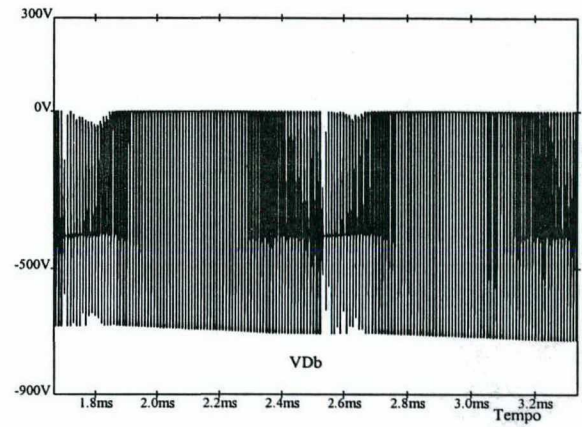


b)

Fig. 8.15 - a) Tensão e corrente de entrada; - b) corrente em  $L_f$

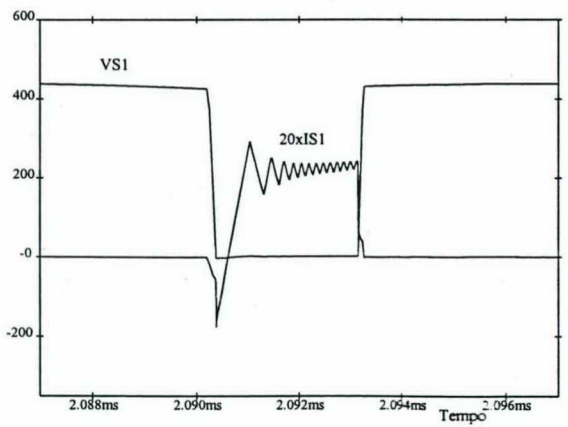


a)

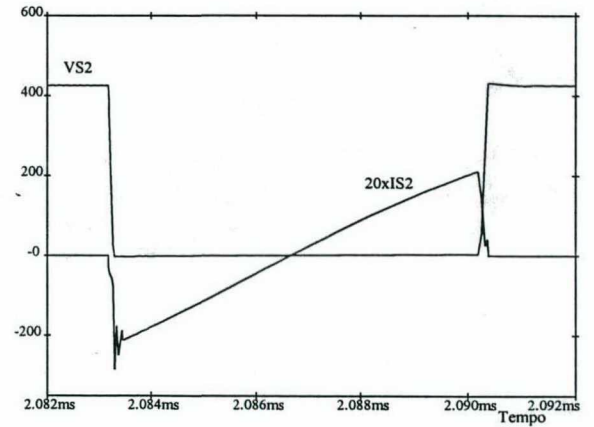


b)

Fig. 8.16 - a) Tensões sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ ; - b) tensão sobre  $D_b$ .

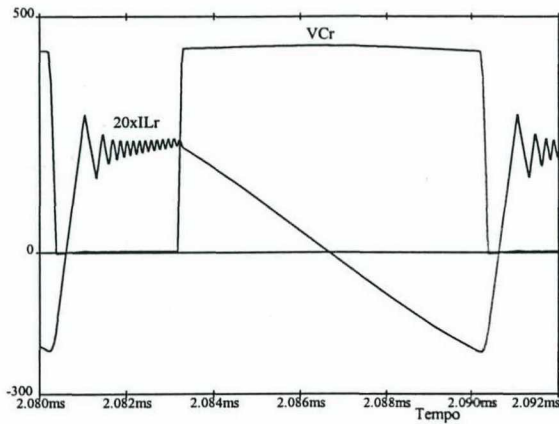


a)

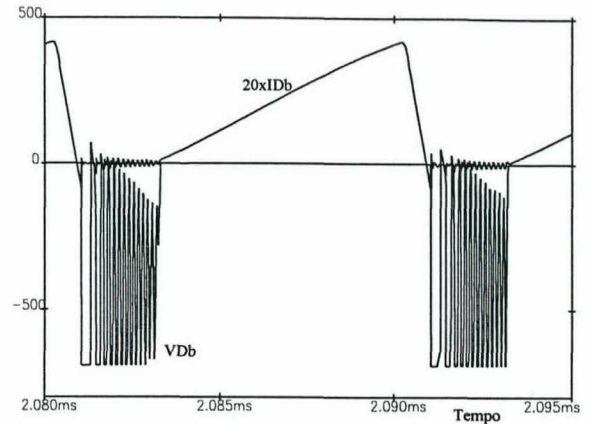


b)

Fig. 8.17 - a) Tensão e corrente em  $S_1$ ; - b) Tensão e corrente em  $S_2$ ;

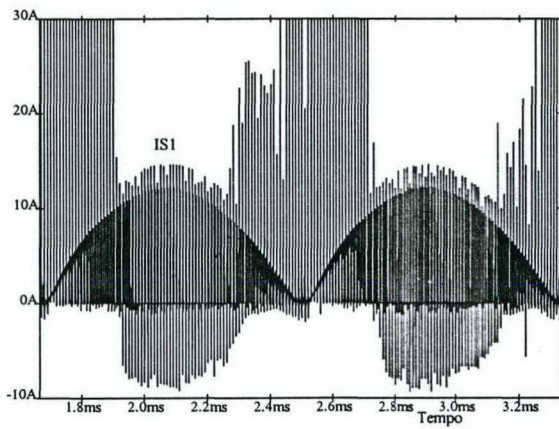


a)

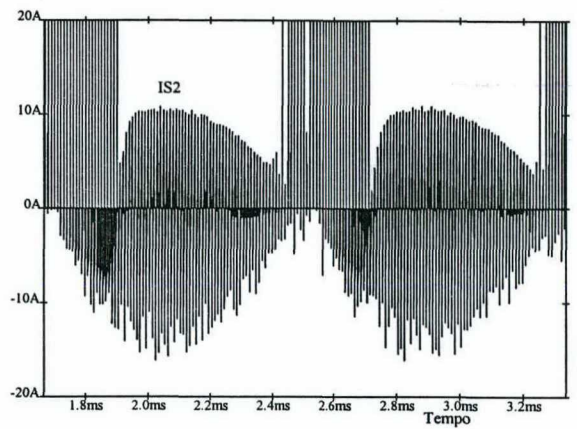


b)

Fig. 8.18 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ ; - b) Tensão e corrente em  $D_b$ .

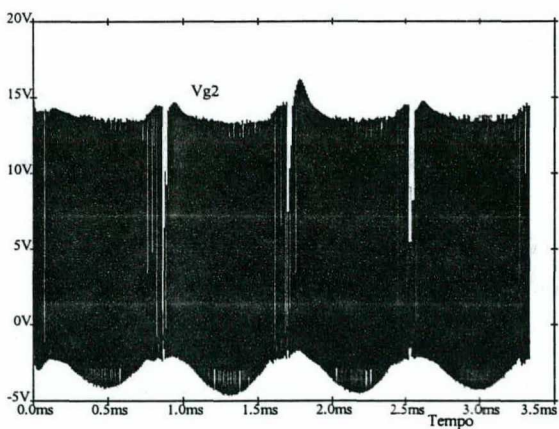


a)

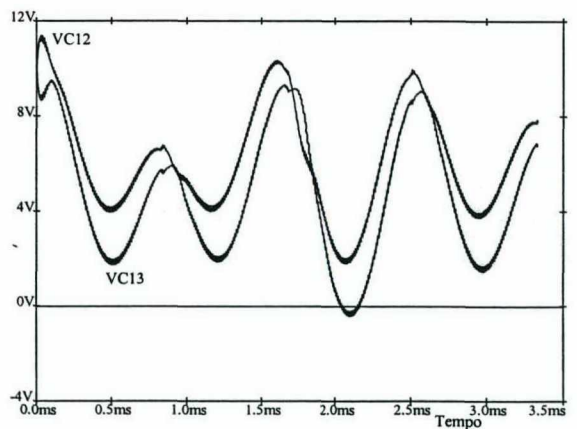


b)

Fig. 8.19 - a) Corrente em  $S_1$ ; - b) corrente em  $S_2$ .



a)



b)

Fig. 8.20 - a) Tensão de comando de  $S_2$ ; - b) tensões sobre os capacitores do circuito de isolamento do comando de  $S_2$ .

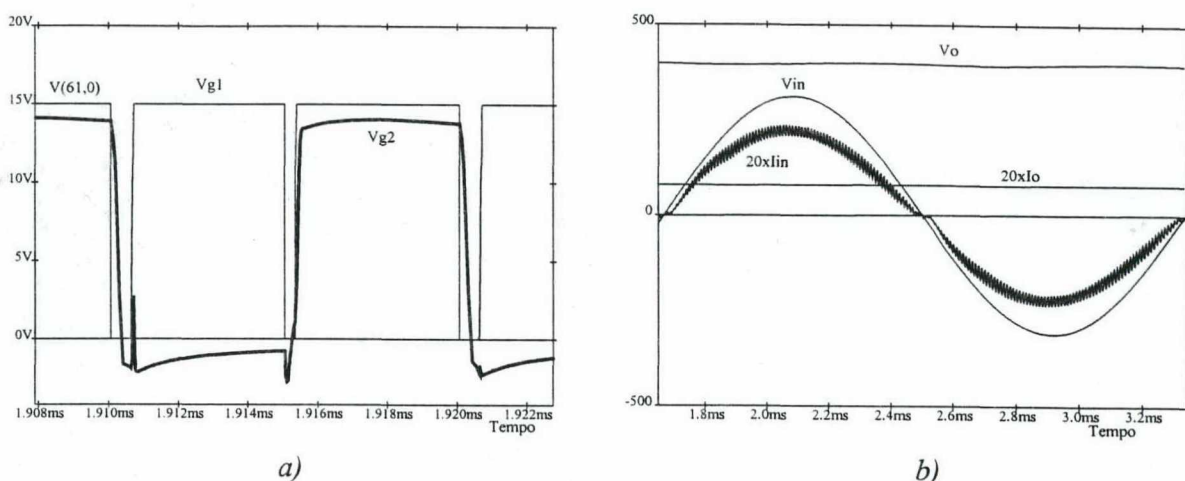


Fig. 8.21 - a) Tensões de comando de  $S_1$  e  $S_2$ ; - b) tensões e correntes de entrada e saída.

## 8.5 - Dimensionamento Físico dos Componentes do Estágio de Potência

### 8.5.1 - Indutor de Entrada $L_f$

■ Dados de entrada:

$$L_f = 500\mu\text{H} \quad I_{\text{spk}}(187\text{V}) = 12,7\text{A} \quad I_{\text{sef}}(187\text{V}) = 8,98\text{A} \quad B_{\text{Max}} = 250\text{mT} \quad J_{\text{Max}} = 300\text{A} / \text{cm}^2$$

considera-se  $K_w=0,7$ .

■ Determinação do núcleo (desconsiderando-se o enrolamento auxiliar):

$$A_e A_w = \frac{L_f I_{\text{pk}} I_{\text{ef}} 10^4}{K_w B_{\text{Max}} J_{\text{Max}}} = \frac{500 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7 \cdot 8,98 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 250 \cdot 10^{-3} \cdot 300} = 10,86\text{cm}^4$$

Adota-se: núcleo E-65/16 - Material IP6 - Thornton, onde:

$$A_e = 5,32\text{cm}^2 \quad A_w = 3,7\text{cm}^2 \quad \text{Vol} = 78,2\text{cm}^3 \quad l_t = 14,8\text{cm}$$

■ Determinação do número de espiras e bitola dos condutores:

$$N_f = \frac{L_f I_{\text{pk}} 10^4}{B_{\text{Max}} A_e} = \frac{500 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7 \cdot 10^4}{0,25 \cdot 5,32} \cong 48$$

$$S_{\text{cu}} = \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{Max}}} = \frac{8,98}{300} = 0,02994\text{cm}^2$$

Cada espira será formada por 3 condutores #17AWG, em paralelo, com uma resistência total de:

$$R = 48 \cdot \frac{0,000166}{3} \cdot 14,8 = 0,0393\Omega$$

A área de janela necessária para abrigar o enrolamento será:

$$A_{\text{wnec}} = \frac{2 \cdot 48 \cdot 0,012164}{0,7} = 1,67\text{cm}^2$$

como  $A_w=3,7\text{cm}^2$ , o núcleo selecionado abrigará com folga o enrolamento principal e o auxiliar.

■ Entreferro:

$$l_g = \frac{N_f^2 \mu_0 A_e 10^{-2}}{L_f} = \frac{48^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32 \cdot 10^{-2}}{500 \cdot 10^{-6}} = 0,308\text{cm}$$

### 8.5.2 - Indutor Ressonante $L_r$

■ Dados de entrada:

$$L_r = 11,5\mu\text{H} \quad I_{pk(187V)} = 12,7\text{A} \quad I_{ef(187V)} = 6,8\text{A} \quad B_{Max} = 0,11\text{T} \quad J_{Max} = 300\text{A} / \text{cm}^2$$

considera-se  $K_w=0,7$ .

■ Determinação do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{L_r I_{pk} I_{ef} 10^4}{K_w B_{Max} J_{Max}} = \frac{11,5 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7 \cdot 6,8 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 110 \cdot 10^{-3} \cdot 300} = 0,4295\text{cm}^4$$

Por razões de elevação de temperatura, adota-se: núcleo E-42/15, material IP6 (Thornton), onde:

$$A_e = 1,81\text{cm}^2 \quad A_w = 1,81\text{cm}^2 \quad Vol = 17,1\text{cm}^3 \quad l_t = 8,7\text{cm}$$

■ Determinação do número de espiras e bitola dos condutores:

$$N_f = \frac{L_r I_{pk} 10^4}{B_{Max} A_e} = \frac{11,5 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7 \cdot 10^4}{0,11 \cdot 1,81} \cong 8$$

e:

$$S_{cu} = \frac{I_{ef}}{J_{Max}} = \frac{6,8}{300} = 0,02274\text{cm}^2$$

Cada espira será formada, então, por 14 condutores #25AWG trançados, com uma resistência total de:

$$R = 8 \cdot \frac{0,01419}{14} \cdot 8,7 = 0,0071\Omega$$

A área de janela necessária para abrigar o enrolamento será:

$$A_{wnec} = \frac{8 \cdot 14 \cdot 0,002078}{0,5} = 0,466\text{cm}^2$$

como  $A_w=1,81\text{cm}^2$ , o núcleo selecionado abrigará com folga o enrolamento.

■ Entreferro:

$$l_g = \frac{N_f^2 \mu_0 A_e 10^{-2}}{L_r} = \frac{8^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{11,5 \cdot 10^{-6}} = 0,1267\text{cm}$$

■ Cálculo Térmico:

$$P_{\text{nucleo}} = \text{Vol} \cdot \Delta B_{\text{Max}}^{2,4} \cdot \left[ K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2 \right] = 17,1 \cdot 0,22^{2,4} \cdot 8 = 3,61\text{W}$$

$$P_{\text{cu}} = R \cdot I_{\text{ef}}^2 = 0,0071 \cdot 6,8^2 = 0,328\text{W}$$

$$R_{\text{termica}} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 14,83 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$\Delta T = P_{\text{total}} \cdot R_{\text{termica}} = 3,94 \cdot 14,83 = 58,4^\circ\text{C}$$

Como o protótipo é de natureza experimental, essa elevação de temperatura será aceitável.

### 8.5.3 - Seleção dos Semicondutores de Potência

■ Interruptores comandáveis:

Interruptor  $S_1$ :

$$V_{\text{Max}} = 435\text{V} \quad I_{\text{pk}} = 10,83\text{A} \quad I_{\text{ef}} = 4,58\text{A}$$

Interruptor  $S_2$ :

$$V_{\text{Max}} = 435\text{V} \quad I_{\text{pk}} = 10,83\text{A} \quad I_{\text{ef}} = 3,45\text{A}$$

Seleciona-se o MOSFET de potência **APT5025BN**. Este componente apresenta as seguintes características:

$$BV_{\text{DS}} = 500\text{V} \quad V_{\text{GD}} = \pm 30\text{V} \quad I_{\text{D(on)}} = 23\text{A} \quad C_{\text{OSS}} = 730\text{pF}$$

$$T_j = -50 \leftrightarrow 150^\circ\text{C} \quad R_{\theta\text{JC}} = 0,4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad R_{\text{DS(on)}} = 0,25\Omega \rightarrow 0,5\Omega \text{ a } 100^\circ\text{C}$$

■ Diodo Boost:

$$V_{\text{Max}} = 600\text{V} \quad I_{\text{Med}} = 4\text{A}$$

Será adotado o diodo tipo **FRED APT60D30**, que apresenta as seguintes características:

$$V_F = 1,5\text{V} \quad T_j = -55 \leftrightarrow 150^\circ\text{C} \quad R_{\theta\text{JC}} = 1,0 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad t_{\text{rr}} = 50\text{nseg} \quad C_T = 16\text{pF}$$

Circuito de grampeamento para o diodo Boost:

$$C_{\text{cp}} \Rightarrow 300\text{nF} / 1\text{kV} \quad R_{\text{cp}} \Rightarrow 100\text{k}\Omega / 3\text{W} \quad D_{\text{cp}} \Rightarrow \text{MUR180}$$

### 8.5.4 - Cálculo dos Dissipadores para $S_1$ , $S_2$ e $D_b$

Serão utilizados dois dissipadores, um para os MOSFETs e um para o diodo boost.

■ Dissipador 1: dois MOSFETs APT5025BN

Admite-se:



$$T_j = 100^{\circ}\text{C} \quad T_a = 40^{\circ}\text{C} \quad R_{cd} = 0,2 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$P_{S1} = R_{DS(on)} \cdot I_{S1ef}^2 = 0,5 \cdot 4,58^2 = 10,5\text{W} \quad P_{S2} = R_{DS(on)} \cdot I_{S2ef}^2 = 0,5 \cdot 3,45^2 = 5,95\text{W}$$

então, as equações de distribuição de temperatura nos componentes serão:

Interruptor  $S_1$ :

$$T_j - T_a = P_{S1}(R_{jc} + R_{cd}) + (P_{S1} + P_{S2})R_{da}$$

$$R_{da} = \frac{(T_j - T_a) - P_{S1}(R_{jc} + R_{cd})}{(P_{S1} + P_{S2})} = \frac{60 - 10,5 \cdot (0,4 + 0,2)}{10,5 + 5,95} = 3,26 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Interruptor  $S_2$ :

$$R_{da} = \frac{60 - 5,95 \cdot (0,4 + 0,2)}{10,5 + 5,95} = 3,43 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

O dissipador deverá apresentar uma resistência térmica de  $3,26^{\circ}\text{C/W}$  com uma temperatura estimada de:

$$T_j - T_d = (R_{jc} + R_{cd})P_{S1} + (R_{jc} + R_{cd})P_{S2}$$

$$T_d = T_j - (R_{jc} + R_{cd}) \cdot P_{S1} = 93,7^{\circ}\text{C}$$

■ Dissipador 2: um diodo APT60D30

Admite-se:

$$T_j = 100^{\circ}\text{C} \quad T_a = 40^{\circ}\text{C} \quad R_{cd} = 0,2 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$P_{Db} = V_F \cdot I_{Med} = 1,5 \cdot 4 = 6\text{W}$$

então, a equação para a distribuição de temperatura para o componente e o dissipador será:

$$T_j - T_a = P_{Db} \cdot (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \Rightarrow R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{Db}} - (R_{jc} + R_{cd}) = 8,8 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

O dissipador deverá apresentar uma resistência térmica de  $R_{da}=8,8^{\circ}\text{C/W}$  e uma temperatura estimada de:

$$T_d = T_j - P_{Db}(R_{jc} + R_{cd}) = 92,8^{\circ}\text{C}$$

### 8.5.5 - Filtro de Saída

Em função da disponibilidade são escolhidos quatro capacitores eletrolíticos de  $330\mu\text{F}/250\text{V}$  colocados em série-paralelo.



### 8.5.6 - Capacitor de Grampeamento

É escolhido um capacitor de prolipropileno de  $1\mu\text{F}/250\text{V}$ .

### 8.5.7 - Capacitor Adicional de Ressonância

Como a capacitância total de ressonância deve ser de  $2,46\text{nF}$ , e a capacitância dos MOSFETs é de  $730\text{pF}$ , deve-se adicionar uma capacitância de:

$$C_{\text{ext}} = 2,46\text{nF} - 2 \cdot 730\text{pF} = 1000\text{pF}$$

escolhe-se então, um capacitor de prolipropileno de  $1\text{nF}/1\text{kV}$ .

### 8.5.8 - Ponte Retificadora de Entrada

O retificador de entrada é formado por uma ponte de diodos os quais deverão ser especificados para atender aos seguintes esforços:

- corrente média em cada diodo:

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{\pi} I_{\text{spk}} = 3,47\text{A}$$

- corrente eficaz em cada diodo:

$$I_{\text{ef}} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{\text{spk}} = 7,7\text{A}$$

- corrente máxima em cada diodo:

$$I_{\text{max}} = 10,9\text{A}$$

- tensão máxima em cada diodo:

$$V_{\text{max}} = 311\text{V}$$

Seleciona-se, então, a ponte retificadora SKB7/08 da SEMIKRON, que apresenta as seguintes características:

- máxima tensão reversa repetitiva de pico:  $V_{\text{RRM}}=800\text{V}$ ;
- máxima tensão reversa eficaz:  $V_{\text{RMS}}=250\text{V}$ ;
- máxima corrente de saída do retificador:  $I_{\text{omax}}=10\text{A}$
- resistência térmica entre a junção e o invólucro:  $R_{\text{thjc}}=2,2^\circ\text{C}/\text{W}$ ;
- temperatura máxima da junção:  $T_{\text{vjmax}}=150^\circ\text{C}$

A ponte retificadora é montada em um dissipador com o perfil KP 1,25 (SEMIKRON), com  $L=100\text{mm}$ . Esse dissipador apresenta uma resistência térmica

$R_{tha}=1,25^{\circ}\text{C/W}$  e um peso de 420g, sendo recomendado pelo fabricante para uma corrente máxima de saída de 10A, portanto, o cálculo térmico não será realizado.

### 8.5.9 - Fonte Auxiliar

A fonte auxiliar é formada por um retificador de meia onda isolado que irá conduzir quando houver transferência de energia para a carga, em  $(1-D)T_s$ . O valor médio instantâneo da tensão no enrolamento auxiliar será:

$$V_a = \frac{N_a}{N_f} \cdot (V_s - V_0) \cdot (1-D) \quad (8.72)$$

Considerando-se:

$$q = \frac{1}{1-D} \quad \text{e} \quad 1-D = \frac{1}{q} = \frac{V_s}{V_0} \quad (8.73)$$

tem-se:

$$V_a = \frac{N_a}{N_f} \cdot \left( \frac{V_s^2}{V_0} - V_s \right) \quad (8.74)$$

O valor médio em um período ( $\pi$ ) será:

$$V_a = \frac{N_a}{N_f} = \left[ \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{V_0} \cdot V_{spk}^2 \sin^2 \theta d\theta - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{spk} \sin \theta d\theta \right] = \left( \frac{V_{spk}^2}{2V_0} - \frac{2V_{spk}}{\pi} \right) \frac{N_a}{N_f} \quad (8.75)$$

ou então,

$$V_a = \left( \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} - \frac{V_s^2}{V_0} \right) \frac{N_a}{N_f} \Rightarrow V_a = \left( 0,9V_s - \frac{V_s^2}{V_0} \right) \frac{N_a}{N_f} \quad (8.76)$$

O número de espiras do enrolamento secundário deve ser calculado em função da faixa de alimentação do CI UC3854, que aceita tensões de alimentação de 18 a 28V. Então, adota-se um valor mínimo para a tensão da fonte auxiliar de  $V_a=20\text{V}$ .

$$\Rightarrow 220\text{V} + 15\% = 253V_{ef} \quad 20 = \frac{N_a}{N_f} \left( 0,9 \cdot 253 - \frac{253^2}{400} \right) \Rightarrow \frac{N_a}{N_f} = 0,2955$$

$$\text{ou } N_a \cong 15\text{esp} \Rightarrow V_a = 21,15\text{V}$$

$$\Rightarrow 220\text{V} - 15\% = 187V_{ef} \Rightarrow V_a = 25,27\text{V}$$

$$\Rightarrow 220V_{ef} \Rightarrow V_a = 24,06\text{V}$$

Admitindo-se uma corrente máxima de 400mA para o circuito de comando e de driver, tem-se:

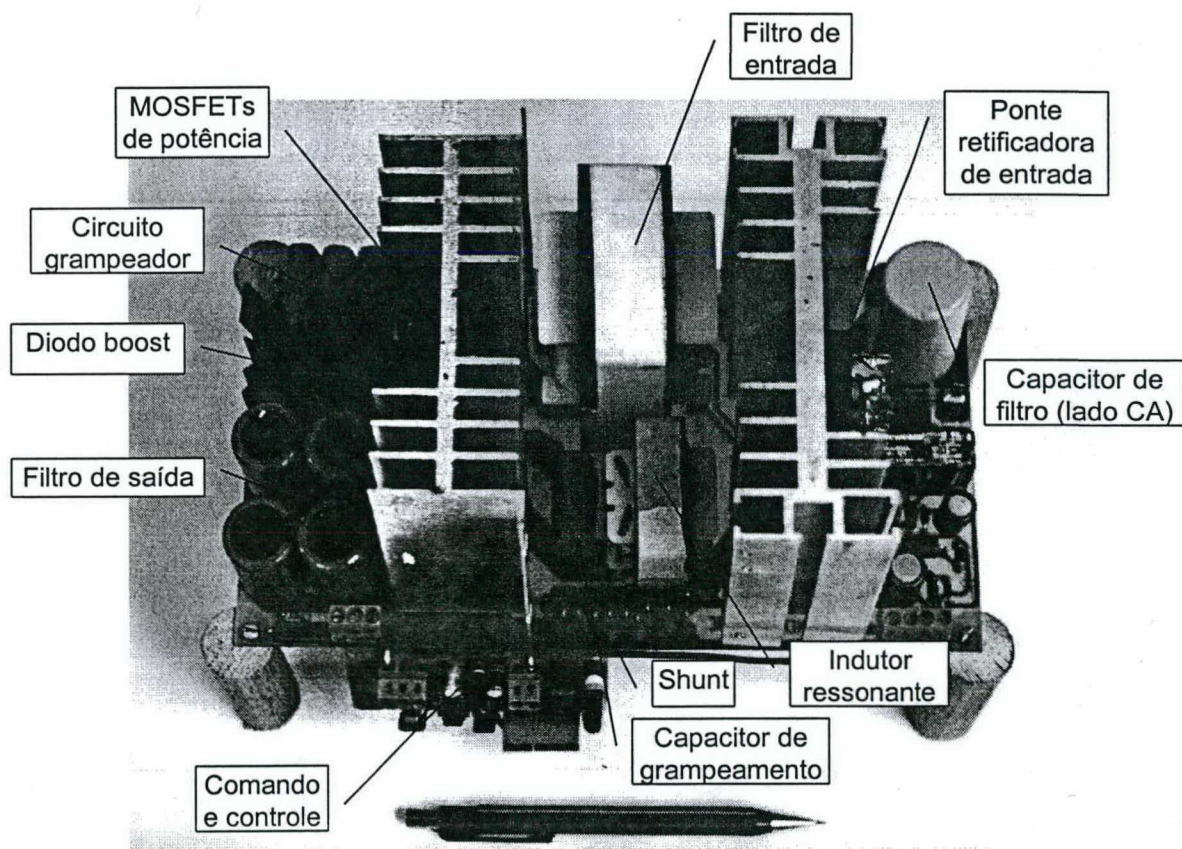




Como se pode observar na Figura 8.24, o circuito resultante é bastante simples e reúne um número bem pequeno de componentes, o que faz com que aumente a confiabilidade e a robustez do conversor.

## 8.6 - Resultados Experimentais

O conversor discutido neste relatório foi montado, resultando no protótipo cuja fotografia é mostrada na Figura 8.25. Conforme se observa, as dimensões do protótipo são bastante reduzidas para o nível de potência processada.



*Fig. 8.25 - Fotografia do protótipo.*

O protótipo foi ensaiado para diferentes condições de carga, o que tornou possível observar as formas de onda mais significativas e comprovar o princípio de funcionamento. Nas Figuras de 8.26 a 8.28 são mostradas as principais formas de onda para uma carga de 1500W com tensão de entrada de 220V eficazes e tensão de saída de 400VCC. Nessas condições, o conversor apresentou um rendimento de aproximadamente 95%.

Na Figura 8.26 (itens a e b), pode-se observar as formas de onda da tensão de entrada (rede), das correntes de entrada e no indutor boost ( $L_f$ ). Como fica evidente, a forma de onda da corrente de entrada apresenta um aspecto semelhante à forma de onda da tensão de entrada e em fase, caracterizando um alto fator de potência.

Nas Figuras 8.27 e 8.28 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores bem como nos elementos ressonantes. Como se pode verificar, no ponto observado, as comutações são não-dissipativas (ZVS) e, mantendo-se assim na faixa de aproximadamente 51% do período de rede, conforme era esperado. As oscilações e os picos de tensão no diodo boost (Db) ocorrem por conta da sua recuperação reversa.

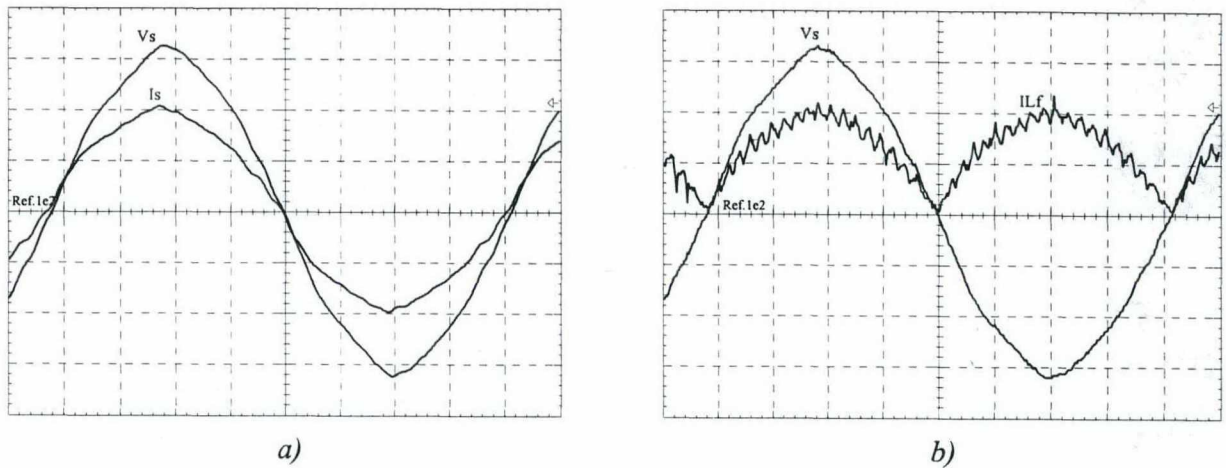


Fig. 8.26 - a) Tensão e corrente de entrada. Escalas: 100V/div, 5A/div e 2ms/div; - b) tensão de entrada e corrente no indutor  $L_f$ . Escalas: 100V/div, 5A/div e 2 ms/div.

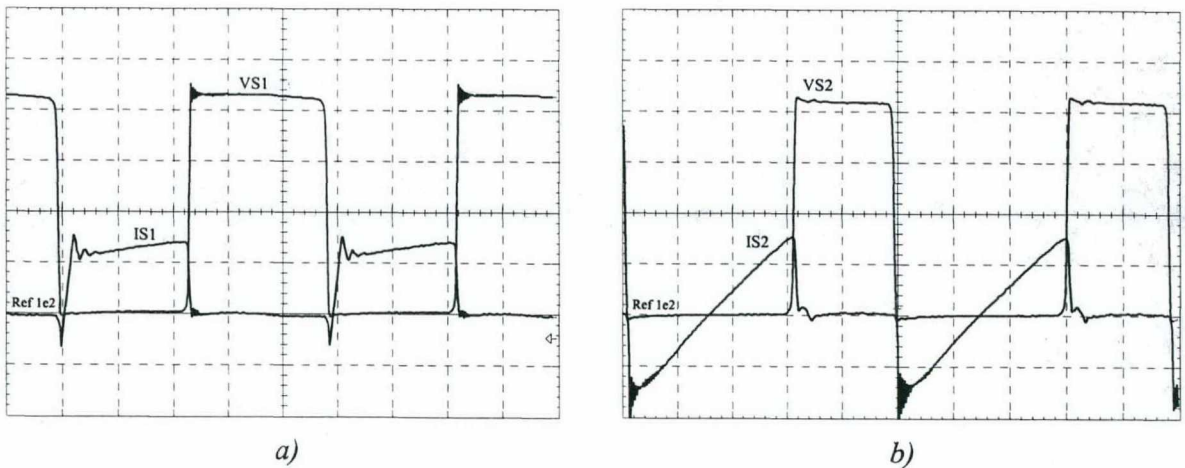


Fig. 8.27 - a) Tensão sobre  $S_1$  e corrente em  $S_1$  e  $C_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div e 2 $\mu$ s/div; - b) tensão e corrente em  $S_2$ . Escalas: 100V/div, 5A/div e 2 $\mu$ s/div.



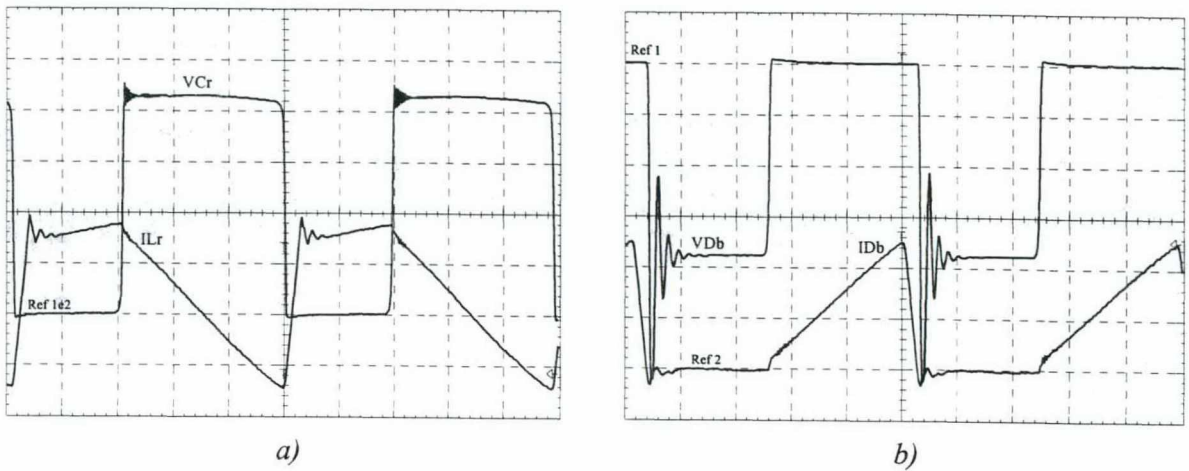


Fig. 8.28 - a) Tensão sobre  $C_r$  e corrente em  $L_r$ . Escalas: 100V/div, 5A/div e 2 $\mu$ s/div;  
- b) tensão e corrente em  $D_b$ . Escalas: 100V/div, 5A/div e 2 $\mu$ s/div.

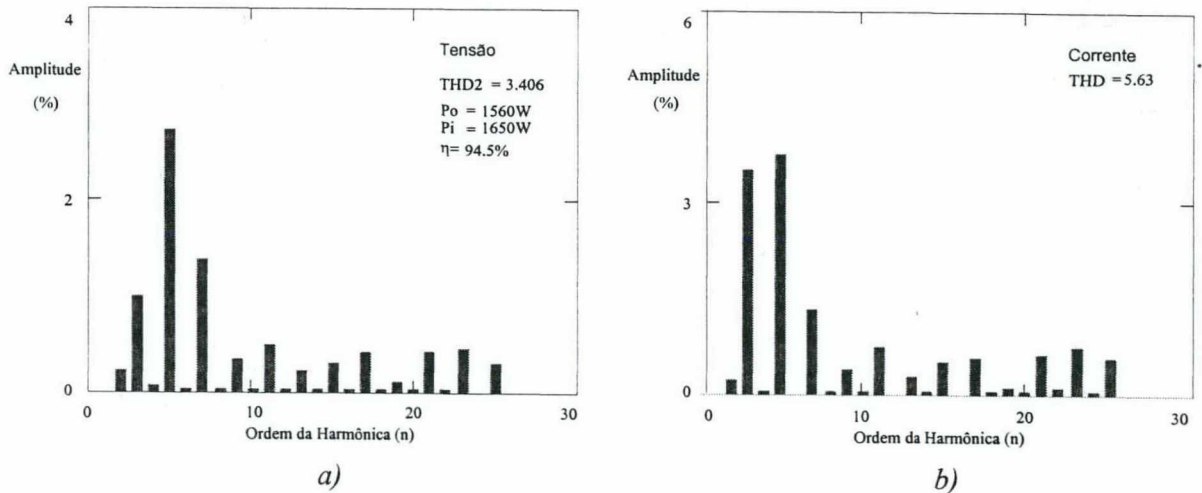


Fig. 8.29 - a) Espectro harmônico da tensão de alimentação; - b) espectro harmônico da corrente de entrada (valores relativos à fundamental).

O resultado da análise harmônica da corrente de entrada e da tensão de alimentação é mostrado nas Figuras 8.29.a e 8.29.b (a amplitude dos harmônicos está representada como um percentual do valor da fundamental). Constata-se, pois, que a tensão de alimentação já possui uma taxa de distorção harmônica de 3,4%, o que resultou em 5,63% de distorção harmônica para a corrente de entrada. Se a forma de onda da tensão fosse mais próxima da senóide ideal, a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada seria bem menor e o fator de potência maior. O fator de potência resultante foi de 99,6%, o que já é considerado bastante alto.

Na Figura 8.30 pode ser vista a curva experimental de rendimento. Segundo se verifica, o conversor opera com uma faixa de rendimento de 90% a 95% para uma faixa de variação de carga de 30% a 100% da carga nominal. Esse alto rendimento deve-se ao fato de as perdas de comutação serem reduzidas praticamente a zero.

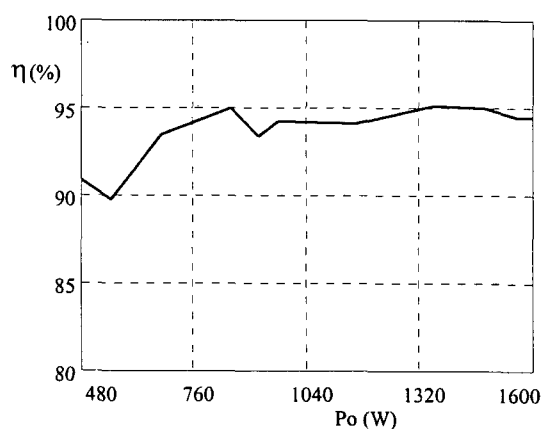


Fig. 8.30 - Curva experimental de rendimento.

## 8.7 - Conclusões

O conversor Boost-buck-boost foi estudado teórica e experimentalmente como estágio de pré-processamento de potência em fontes de alimentação de alto fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica. O controle por valores médios instantâneos de corrente, utilizando o CI UC3854, foi aplicado em virtude do conversor operar em condução contínua. Em função das quase que inexistentes perdas por comutação, comutação ZVS em ambos os interruptores comandáveis, o rendimento manteve-se alto, em torno de 95% a plena carga, o que resultou em dissipadores com dimensões reduzidas.

A principal dificuldade observada na implementação foi o circuito de driver para o interruptor auxiliar, que foi superada através da utilização do CI IR2111. Essa solução mostrou-se mais eficaz que a utilização de transformadores de pulso para isolar o comando do MOSFET auxiliar, pois a influência da indutância de dispersão desses transformadores, nos sinais de comando, é bastante acentuada.

Pela performance apresentada nessa aplicação, pode-se concluir que o conversor Boost-buck-boost é uma alternativa muito interessante como estágio de pré-processamento de potência em fontes de alimentação de alta performance, alto rendimento, alto fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, em potências de 1,6kW.



## **CAPÍTULO IX**

### **CONCLUSÕES GERAIS**

A Eletrônica de Potência tem se consolidado nas últimas décadas como ciência aplicada e, como tal, deve estar alicerçada em sólidos princípios científicos. A obtenção de topologias de conversores é, seguramente, o mais fundamental de todos os seus segmentos. Assim, a compreensão de como e através de que leis os componentes são conectados para formarem os circuitos dos conversores estáticos tornou-se uma necessidade. É dentro desse contexto de organização de conhecimento, através do desenvolvimento de uma técnica de síntese de topologias de conversores CC-CC com comutação não-dissipativa, modulação PWM e grampeamento ativo, que este trabalho foi idealizado e desenvolvido.

Inicialmente, foi apresentada a técnica de geração de topologias proposta, através da qual foram geradas trinta e seis topologias de conversores CC-CC básicos, ou seja, seis conversores Buck, seis conversores Boost, seis conversores Buck-boost, seis conversores Cuk, seis conversores Sepic e seis conversores Zeta. Após, foram desenvolvidas, a partir dos conversores básicos, as topologias de conversores isolados. Foram geradas, portanto, uma série de topologias inéditas e foi possível também agrupar sob esse mesmo princípio outras já existentes.

Um método de análise foi desenvolvido e aplicado aos conversores Buck, tornando possível a sua caracterização em regime permanente de operação. A partir daí, foi possível o desenvolvimento de uma metodologia de projeto. Os seis conversores Buck propostos foram estudados, projetados, simulados e protótipos experimentais foram montados e testados. Através do conhecimento obtido, foi possível verificar que a técnica de grampeamento ativo e comutação ZVS, aplicada a um conversor PWM convencional, altera tanto as suas características de comutação quanto de transferência de energia, pois a característica externa, em alguns casos,

pode ser bastante modificada. Como não poderia deixar de ser, o fluxo de energia reativa interno aos conversores resulta em perdas de condução maiores que nos Conversores PWM Convencionais, ocasionando, até mesmo, a diminuição do rendimento, para a operação em frequências menores que aproximadamente 120kHz, nos níveis de tensão e potência estudados. Porém, em frequências de comutação maiores, a vantagem dos conversores propostos se torna bastante significativa.

Entre os conversores Buck estudados, os que apresentaram melhores performances e, muito provavelmente, maior viabilidade, foram os conversores Buck-boost, Buck-buck-boost pois, além de serem formados pelo menor número de componentes, apresentaram menores esforços de corrente nos interruptores e níveis de tensões de grameamento bastante aceitáveis, da ordem de 11% acima das tensões de um conversor Buck PWM Convencional.

Em função da importância assumida pelo conversor Boost, principalmente em aplicações de retificação com alto fator de potência e reduzidas taxas de distorção harmônica, os conversores Boost propostos também foram estudados, simulados, projetados e protótipos também foram montados. O mesmo procedimento de análise desenvolvido para os conversores Buck foi aplicado aos conversores Boost, o que tornou possível observar-se que, no tocante a cada ação de grameamento, o funcionamento é semelhante, diferindo apenas no princípio de transferência de energia. Assim, o esforço de análise dos conversores Boost tornou-se bastante reduzido, comprovando que a identificação e a reunião das topologias que operam sob o mesmo princípio resultam em maior simplicidade e clareza no estudo do comportamento, facilitando o entendimento do extenso número de topologias de circuitos já existentes.

Foi escolhido o conversor Boost-buck-boost para a montagem de um protótipo experimental em virtude de apresentar o melhor comportamento no que diz respeito a rendimento e esforços de tensões e correntes. Esse protótipo apresentou uma performance excelente, tanto no que diz respeito ao rendimento quanto ao peso, volume e robustez, mostrando-se como uma opção muito atraente para aplicações onde essas características sejam fundamentais.

Em função dos ótimos resultados obtidos com o conversor Boost-buck-boost operando no modo CC-CC, optou-se por estudá-lo também no modo CA-CC, como estágio de pré-processamento de potência em uma fonte de alto fator de potência e baixas taxas de distorção harmônicas. Foi realizado, portanto, um estudo teórico do conversor Boost-buck-boost com controle por corrente média que serviu de base para o desenvolvimento de uma metodologia de projeto. A partir daí, tomou-se um conjunto de especificações para um estágio retificador e

realizou-se um projeto; os dados foram simulados, no modo AC-CC, e um protótipo foi montado. A maior dificuldade encontrada para a operacionalização do protótipo foi o circuito de comando pois, devido à necessidade de isolamento com variação dinâmica da razão cíclica, o circuito isolado com transformador de pulso tornou-se inadequado. A solução foi a utilização do CI IR2111, um circuito com a função de bootstrap que gera sinais complementares, com tempo morto fixo, os quais podem ser ligados a terras diferentes. Os circuitos de controle e comando tornaram-se simples, ocupando um volume muito pequeno. Os resultados obtidos através dos ensaios realizados foram tão razoáveis que qualificaram esse conversor como uma alternativa bastante interessante, tanto para aplicações no modo de operação CC-CC, quanto para o modo CA-CC, pois neste último foi, muito provavelmente, a primeira vez que um conversor Boost com comutação ZVS em ambos os interruptores comandáveis, principal e auxiliar, foi utilizado.

Dessa forma, acredita-se que este trabalho tenha atingido os objetivos propostos e, provavelmente, seja a base para outros trabalhos na área de grampeamento ativo com comutação ZVS. Seguramente o assunto não se esgota aqui, muito pelo contrário, o número de topologias geradas que merecem um estudo de viabilidade é grande e, certamente, algumas delas poderão estar entre as melhores alternativas para a utilização no processamento de potência através de conversores estáticos operando em alta frequência.

Como proposição para trabalhos futuros pode-se citar o estudo teórico e experimental, em regime permanente, dos conversores Buck-buck-boost, Cuk, Sepic e Zeta com grampeamento Ativo; a análise do comportamento dinâmico de todos os conversores básicos com grampeamento ativo; o estudo das influências das ações de grampeamento propostas, tanto sob o aspecto estático quanto dinâmico, nos conversores isolados; o estudo dos conversores com grampeamento ativo operando em regime de condução descontínua.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] McMURRAY, W. "Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 126, pp. 513-523, July-Aug. 1980.
- [02] NINOMYA, T.; TANAKA, T.; HARADA, K. "Analysis and optimization of a nondissipative LC turn off snubber". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, Number 2, pp. 147-156, April 1988.
- [03] BARBI, I. and MARTINS, D.C. "Resonant-mode power converters developments: Recent progress and future trends". IEEE III Seminario - XI - Seminario ACCA - Universidad Catolica de Valparaiso - Escuela de Ingenieria Electrica, Septiembre 1990.
- [04] LEE, F.C.; TABIZ, W.A. and JOVANOVIC, M.M. "Recent developments in high-frequency quasi-resonant and multi-resonant converter technologies". Third European Conf. on Power Electronics and Applications Proc., pp.401-410, 1989.
- [05] FREELAND, S. "An introduction to the principles and features of resonant power conversion". Recent Development in Power Conversion, Intertec Communications Press, pp. 20-43, 1988.
- [06] STEIGERWALD, R.L. "A comparison of half-bridge resonant converter topologies". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 174-182, Apr. 1988.
- [07] SCHWARZ, F.C. "An improved method of resonant current pulse modulation for power converters". IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, pp. 133-141, May 1976.
- [08] ORUGANTI, R.O.; YANG, J.J.; LEE, F.C. "Implementation of optimal trajectory control of series resonant converter". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no. 3, pp. 318-327, July 1988.
- [09] SILVA, N.F.O. "Estudo e realização de uma fonte chaveada a ressonância". UFSC Dissertação de Mestrado, Florianópolis, Dezembro de 1988.

- [10] ITO, M.; SEO, K.; SUZUKI, Y.; KIL, Y. and SAITO, R. "A rectifier unit using series resonant converter with voltage resonant control for light load". INTELEC, pp. 322-329, 1991.
- [11] STEIGERWALD, R.L. "Practical design methodologies for load resonant converters operating above resonance". IEEE PESC, pp. 172-179, 1992.
- [12] KANG, Y.G.; UPADHYAY, A.K. "Analysis and design of half-bridge parallel resonant converter". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no. 3, pp. 254-265, July 1988.
- [13] KANG, Y.G.; UPADHYAY, A.K. "A parallel resonant converter with post-regulators". HFPC, pp. 226-240, May 1989.
- [14] SEVERNS, R. "Topologies for three element resonant converters". IEEE APEC, pp. 712-722, 1990.
- [15] BATARSEH, I. and SEVERNS, R. "Resonant converter topologies with three and four energy storage elements". HFPC, pp. 374-383, 1992.
- [16] TSAI, F.S.; MATERU, P.; LEE, F.C. "Constant frequency, clamp mode resonant converters". IEEE PESC, pp. 557-566, 1987.
- [17] TSAI, F.S. and LEE, F.C. "Complete dc characterization of constant frequency, clamp mode series resonant converter". IEEE PESC, pp. 987-996, 1988.
- [18] ARAGÃO FILHO, W.C.P. "Estudo de um conversor série ressonante operando com frequência constante". UFSC Dissertação de Mestrado, Florianópolis, Dezembro de 1988.
- [19] FREITAS, J.L. and BARBI, I. "Constant frequency capacitor voltage clamped series resonant power supply". IEEE APEC, pp. 52-57, 1991.
- [20] FREITAS, J.L. and BARBI, I. "Constant frequency PWM capacitor voltage clamped series resonant power supply". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 2, no. 8, pp. 120-126, Apr. 1993.
- [21] SABATE, J.A. and LEE, F.C. "Off-line application of the fixed-frequency clamped mode series resonant converter". IEEE APEC, pp. 213-220, 1989.
- [22] BHAT, A.K.S. "Fixed frequency PWM series-parallel resonant converter". IEEE IAS, pp. 1115-1121, 1989.
- [23] JAIN, P. "A phase-shift modulated double tuned resonant dc/dc converter; Analysis and experimental results". IEEE APEC, pp. 90-97, 1992.

- [24] KUWABARA, K.; CHIDA, J. and MIYACHIKA, E. "A constant frequency series resonant dc-dc converter with PWM controlled output". IEEE PESC, pp. 563-566, April 1988.
- [25] LIU, K.W.; ORUGANTI, R. and LEE, F.C. "Quasi-resonant converters - Topologies and characteristics". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 2, no. 1, pp. 62-71, Jan. 1987.
- [26] JOVANOVIĆ, M.M.; LIU, K.H.; ORUGANTI, R. and LEE, F.C. "State plane analysis of quasi-resonant converters". IEE Trans. on Power Electronics, vol. 2, no. 1, pp. 36-44, Jan. 1987.
- [27] LIU, K.H. and LEE, F.C. "Secondary-side resonance for high-frequency power conversion". IEEE PESC, pp. 83-89, 1986.
- [28] MAKSIMOVIC, D. and CUK, S. "A general approach to synthesis and analysis of quasi-resonant converters". IEEE PESC, pp. 713-727, 1989.
- [29] LIU, K.H. and LEE, F.C. "Zero-voltage switching technique in dc/dc converters". IEEE PESC, pp. 58-70, 1986.
- [30] VIEIRA JÚNIOR, J.B. "Conversores quase-ressonantes: novas topologias, projeto e análise". UFSC Tese de Doutorado, Agosto de 1991.
- [31] BARBI, I.; MARTINS, D.C. and PRADO, R.N. "Effects of nonlinear resonant inductor on the behavior of zero-voltage switching quasi-resonant converters". IEEE PESC, pp. 522-527, 1990.
- [32] BARBI, I.; BOLACELL, J.C.; MARTINS, D.C. and LÍBANO, F.B. "Buck quasi-resonant converter operating at constant frequency: Analysis, design and experimentation". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 5, no. 3, pp. 276-283, July 1990.
- [33] BARBI, I.; VIEIRA, J.B. and HEY, H.L. "A pulsewidth-modulated zero-voltage zero-current-switched half-bridge quasi-resonant converter". IECON'89, pp. 42-47, 1989.
- [34] MAKSIMOVIC, D. and CUK, S. "Constant-frequency control of quasi-resonant converters". HFPC, pp. 241-253, 1989.
- [35] TABISZ, M.F. and LEE, F.C. "Zero-voltage switching multi-resonant technique - A novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters". IEEE PESC, pp. 9-17, 1988.
- [36] TABISZ, W.A. and LEE, F.C. "A novel, zero-voltage-switched multi-resonant forward converter". HFPC, pp. 309-318, 1988.

- [37] TANG, W.; TABISZ, W.A.; LOTFI, A; LEE, F.C. and VORPERIAN, V. "DC analysis and design of forward multi-resonant converter". IEEE PESC, pp. 862-869, 1990.
- [38] KIM, H.J.; LEU, C.S.; RARRINGTON and LEE, F.C. "Clamp mode zero-voltage-switched multi-resonant converters". IEEE PESC, pp. 78-84, 1992.
- [39] YOSHIDA, K. "Transient analysis of forward multi-resonant converter using EISCAP". INTELEC'91, pp.466-471, 1991.
- [40] FARRINGTON, R.; JOVANOVIC, M.M. and LEE, F.C. "Constant-frequency zero-voltage-switched multi-resonant converters: topologies, analysis, and experimental results". IEEE PESC, pp. 33-40, 1990.
- [41] SCHONEMAN, G.K. "A novel zero-voltage switched multi-resonant converter". IEEE PESC, pp. 195-201, 1991.
- [42] SCHRAMM, D.S. "Estudo de uma Fonte Chaveada à Ressonância". UFSC 1995, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica.
- [43] COELHO, E.A.A. "Estudo de uma família de conversores semi-ressonantes do tipo buck". UFSC Dissertação de Mestrado, Florianópolis-SC, Dezembro de 1989.
- [44] VILLAÇA, M.V. "Estudo e implementação de uma família de conversores semi-ressonantes com comutação sob tensão zero". UFSC 1989, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica.
- [45] VILLAÇA, M.V.; COELHO, E.A.A.; SUZUKI, S. and BARBI, I. "Análise e projeto de uma família de conversores semi-ressonantes com comutação sob tensão zero". UFSC SEP'89-Seminário de Eletrônica de Potência, pp. 227-235, Dezembro de 1989.
- [46] SUZUKI, S.A. "Análise de uma nova família de conversores buck-boost semi-ressonantes chaveados sob tensão nula". UFSC Dissertação de Mestrado, Florianópolis-SC, 1989.
- [47] COELHO, E.A.A. "Applying the semi-resonance in the forward converter". COBEP'91, pp. 120-126, Dez. 1991.
- [48] NGO, K.D.T. "Generalization of resonant switches and quasi-resonant dc/dc converters". IEEE PESC, pp. 395-403, 1987.
- [49] VORPERIAN, V. "Quasi-square wave converters: topologies and analysis". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no 2, pp.183-191, 1988.
- [50] SCHLECHT, M.F. and CASEY, L.F. "Comparison of the square-wave and quasi-resonant topologies". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp.83-92, Jan. 1988.

- [51] YANG, L.; LONG, D.Z. and LEE, C.Q. "From variable to constant switching frequency topologies: a general approach". IEEE PESC, pp. 517-523, 1993.
- [52] MWEENE, L.H.; WRIGHT, C.A. and SCHLECHT, M.F. "A 1kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power system". IEEE PESC, pp. 423-432, 1989.
- [53] SABATE, J.A; VLATKOVIC, V; RIDLEY, R.B.; LEE, F.C. and CHO, B.H. "Design consideration for high-voltage, high-power, full-bridge, zero-voltage-switched PWM converter". IEEE APEC, pp. 275-284, 1990.
- [54] SABATE, J.A; VLATKOVIC, V; RIDLEY, R.B. and LEE, F.C. "High-voltage, high power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber". IEEE APEC, pp. 158-163, 1991.
- [55] HUA, G.; LEE, F.C. and JOVANOVIĆ, M.M. "An improved zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor". IEEE PESC, pp. 189-194, 1991.
- [56] PRADO, R.N.; VIEIRA, J.L.F. and BARBI, I. "A wide load range full-bridge ZVS PWM converter employing non-linear resonant inductor". COBEP'91, pp. 50-55, 1991.
- [57] VIEIRA, J.L.F. and BARBI, I. "High-power full-bridge zero-voltage-switching PWM off-line power supply with wide load range". COBEP'91, pp.14-20, 1991.
- [58] IMBERTSON, P.; MOHAN, N. "Asymmetrical duty cycle zero switching loss in PWM circuits with noconduction loss penalty". IEEE IAS Annual Meeting 1991, pp. 1061-1066.
- [59] COLLING, I.E. "Conversor Meia-ponte ZVS-PWM: Análise, Projeto e Experimentação", UFSC 1994, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica.
- [60] CARSTEN, B. "Design techniques for transformers active reset circuits at high frequencies and power levels". HFPC 1990, pp. 235-246.
- [61] JITARU, I.D. "Constant frequency, forward converter with resonant transition". HFPC 1991, pp. 282-292.
- [62] HARADA, K.; SAKAMOTO, H. "Switched snubber for high frequency switching". IEEE PESC 1990, pp. 181-188.
- [63] WATSON, R.; LEE, F.C; HUA, G.C. "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters". IEEE PESC 1994, pp. 909-916.
- [64] HENG, P.C.; ORUGANTI, R. "Family of two-switch soft-switched asymmetrical PWM dc/dc converters". IEEE PESC 1994, pp. 85-94.



- [65] CANESIN, C.A.; DUARTE, C.M.C.; BARBI, I. "A New Family of Pulse-Width-Modulated Zero-Current Switching DC/DC Converters". IEEJ IPEC-Yokohama'95, pp. 1379-1384
- [66] DUARTE, C.M.C. and BARBI, I. "A Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters: Synthesis Analysis, Design, and Experimentation". IEEE INTELEC'95, pp. 502-509.
- [67] DUARTE, C.M.C. and BARBI, I. "A New Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Boost Converters: Analysis, Design, and Experimentation". IEEE INTELEC'96, pp. 305-312.
- [68] DUARTE, C.M.C. and BARBI, I. "A New Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Boost Converters: Analysis, Design, and Experimentation". Artigo aprovado para ser publicado na revista IEEE Transactions on Power Electronics durante 1997.
- [69] DUARTE, C.M.C. and BARBI, I. "A Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters: Synthesis, Analysis, Design, and Experimentation". Artigo aprovado para ser publicado na revista IEEE Transactions on Circuits and Systems, Special Issue on Simulation, Theory and Design of Switched-Analog Networks, May, 1997.
- [70] BARBI, I. Projeto de Fontes Chaveadas. Florianópolis: INEP/UFSC, 1990. Publicação interna.
- [71] BARBI, I. e SOUZA, A.F. Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação. Florianópolis: INEP/UFSC, 1990. Publicação interna.
- [72] SILVA, C.S. "Power Factor Correction with the UC3854". Application Note, UNITRODE Lexington, MA, USA.